ОГЛАВЛЕНИЕ

6Ф2
В18
УДК 621.374 (075)

Рецензент:

Кафедра радиотехнических систем Рязанского радиотехнического института

Борис Аронович Варшавер

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Редактор Е. А. Орехова. Художник В. А. Школьник. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор А. К. Нестерова. Корректор Г. А. Четкина

Т—12996. Сдано в набор 30/V—74 г. Подп. к печати 21/X—74 г. Формат 60×90¹/₁₆. Бум. тип. № 2. Объем 18 печ. л. (Усл. печ. л. 18). Уч.-изд. л. 17,41. Изд. № ЭР—159. Тираж 50 000. Заказ № 416. Цена 71 коп.

План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа» на 1975 г. Позиция 163.
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, Издательство «Высшая школа»

Ярославский полиграфкомбинат «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 150014, Ярославль, ул. Свободы, 97.

Варшавер Б. А.
В 18 Расчет и проектирование импульсных усилителей. Учеб. пособие для вузов. Изд. 2-е, доп. М., «Высшая школа», 1975.
288 с. с ил.

В книге излагаются вопросы расчета и проектирования импульсных усилителей на биполярных транзисторах, полевых транзисторах и лампах. Рассматривается общий порядок проектирования и основания для выбора схемы. Приводится методика расчета различных схем. Даны примеры проектирования усилителей импульсных сигналов, расчета отдельных каскадов и усилительных секций.

Предлагаемое второе издание по сравнению с первым коренным образом переработано и дополнено с учетом современного уровня техники импульсных усилителей.

$В \frac{30401 - 026}{001(01)-75}$ 163—75 6Ф2

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Во втором переработанном издании книги расширены разделы, посвященные проектированию импульсных усилителей на биполярных транзисторах. Вопросы расчета ламповых усилителей, которые в настоящее время используются ограниченно, освещаются в меньшей мере.

По сравнению с первым изданием книга дополнена сведениями, касающимися применения полевых транзисторов в схемах импульсных усилителей, а также новой главой, в которой приводятся указания по расчету усилительных секций и усилительных блоков.

Автор приносит глубокую благодарность доц. Д. И. Попову, и. о. доц. Н. Г. Духанину и ст. преп. В. П. Лукашову (РРТИ), за ценные замечания, сделанные ими при просмотре рукописи второго издания книги.

Автор

ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ К ПЕРВОМУ ИЗДАНИЮ

Среди большого числа книг, посвященных импульсным усилителям, отсутствует руководство, которое специально рассматривало бы вопросы их расчета и проектирования. Настоящая работа представляет попытку частично восполнить указанный пробел. В книге приводится методика электрического расчета реостатных транзисторных и ламповых усилителей импульсных сигналов постоянного тока, частотный спектр которых лежит в области от десятков герц до десятков мегагерц.

Вопросы проектирования транзисторных и ламповых усилителей рассматриваются в основном раздельно. Это позволяет при работе с книгой знакомиться только с той частью ее содержания, которая имеет непосредственное отношение к проектируемому типу усилителя.

В работе рассматриваются лишь наиболее типичные схемы, которые в силу свойственных им достоинств получили преобладающее распространение и методика расчета которых к настоящему времени в достаточной степени сложилась.

В книге отсутствуют выводы расчетных формул и доказательства известных положений теории импульсных усилителей, что обусловлено основным ее назначением — служить пособием при курсовом и дипломном проектировании. Предполагается, что читатель в достаточной мере знаком с общей теорией работы импульсных усилителей из соответствующего курса вуза или в том объеме, как этот раздел изложен, например, в книгах И. Г. Мамонкина [41] или Г. С. Цыкина [26].

Вместе с тем, в порядке краткого напоминания, в связи с задачами проектирования в пособии дается представление о наиболее важных особенностях работы импульсных усилителей. Большое вни-

мание уделяется сравнению отдельных схем и выявлению области их целесообразного использования.

В связи с ограниченным объемом книги в нее не вошли представляющие интерес вопросы проектирования функциональных усилителей, а также усилителей импульсов наносекундной длительности, схемы которых качественно отличны.

Дополнительную информацию по рассматриваемым в книге вопросам читатель может получить из литературы, ссылки на которую приводятся как в тексте, так и в конце каждой главы (по номерам общего списка литературы).

В книге приводятся результаты ряда работ отечественных и иностранных ученых, а также некоторые результаты, полученные автором. Список литературы, использованной при подготовке настоящего пособия, указан в конце книги.

Автор признателен сотрудникам кафедры радиосистем СЗПИ и кафедры радиоэлектроники и импульсной техники ВЗЭИС за ряд ценных советов и замечаний, высказанных при рецензировании данной работы, а также Блинковой Б. Ю. за помощь в оформлении рукописи.

Автор

Глава 1

ВВЕДЕНИЕ

§ 1.1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИМПУЛЬСНЫМ УСИЛИТЕЛЯМ. ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Области использования импульсных усилителей весьма многочисленны. Особенно широко импульсные усилители применяются в радиотехнических устройствах, в системах автоматики и вычислительной техники, в приборах экспериментальной физики и в измерительных прецезионных приборах.

Многообразие назначений усилителей порождает различия в требованиях, которым должен отвечать усилитель в том или другом случае. В связи с этим усилители могут различаться между собой как по числу активных элементов (транзисторов или ламп) и особенностям электрической схемы, так и по конструкции. Несмотря на это можно наметить некоторую общую линию, которой представляется удобным придерживаться при проектировании усилителей.

Проектирование многокаскадного усилителя характеризуется в первую очередь тем, что решение не является однозначным. В связи с этим возникает задача выбора оптимального варианта. Решая вопрос о том, какому варианту следует отдать предпочтение, необходимо, выполняя электрический расчет, принимать во внимание также и дополнительные соображения, которые связаны главным образом с условиями производства усилителя и условиями его эксплуатации.

Общей задачей проектирования является отыскание наиболее простого, экономичного решения. Сложность проектирования как раз и заключается в том, чтобы найти это относительно простое решение.

При проектировании усилителя задачу выбора схемы и параметров отдельных каскадов следует рассматривать как частную, подчинив ее общей задаче — выполнению технических требований к усилителю в целом. Поэтому рационально, исходя из общих технических требований, формулировать частные технические условия к отдельным каскадам усилителя или к усилительным секциям* и вести их расчет на основании этих частных условий, которые должны находиться в определенной связи друг с другом.

Быстрое совершенствование полупроводниковых триодов, непрерывное повышение верхней границы частотного диапазона, в котором они могут использоваться, сделало возможным конструирование транзисторных импульсных усилителей.

По сравнению с лампами полупроводниковые триоды имеют значительно больший срок службы, потребляют меньшую мощность от

* Усилительная секция представляет объединение каскадов (обычно не более двух), связанных цепью обратной связи или дополняющих друг друга в том или в ином отношении (см. гл. 5). Усилительную секцию, как и отдельный каскад, можно рассматривать как элемент структурной схемы усилителя. Подобно каскаду она характеризуется совокупностью аналогичных параметров.

источника питания, обладают меньшим весом и габаритами, устойчивы к динамическим нагрузкам. Но им свойственны и недостатки, из которых прежде всего следует отметить большой разброс параметров, зависимость параметров от температуры окружающей среды, значительную внутреннюю обратную связь и малое входное сопротивление. Эти особенности транзисторов необходимо учитывать при проектировании.

Приведенные основные достоинства и недостатки касаются широко применяемых «обычных» биполярных транзисторов. Разработанные к настоящему времени управляемые электрическим полем новые полупроводниковые приборы — полевые транзисторы приближаются по своим характеристикам к характеристикам электронных ламп.

Расчет и проектирование транзисторных усилителей имеют ряд особенностей по сравнению с расчетом и проектированием ламповых усилителей. В частности, в схемах на полупроводниковых триодах обязательно должна предусматриваться температурная стабилизация режима их работы.

Технические условия на проектируемый усилитель содержат обычно следующие данные.

1. Назначение усилителя.

2. Сведения об источнике сигнала:

внутреннее сопротивление,

параметры усиливаемого сигнала (форма и полярность импульсов, минимальное и максимальное значения амплитуды, длительности и частоты следования импульсов).

3. Сведения о параметрах нагрузки усилителя:

сопротивление нагрузки,

емкость нагрузки.

4. Сведения об источнике питания:

напряжение,

максимально допустимое потребление мощности усилителем от источника питания,

данные фильтра выпрямителя (если в качестве источника питания используется сеть переменного тока).

5. Требования к качеству воспроизведения импульсов на выходе усилителя:

наибольшая допустимая длительность фронта импульса,

наибольший допустимый выброс,

наибольший допустимый спад плоской вершины.

6. Требования к выходному сигналу:

наибольшая амплитуда импульса на выходе усилителя, полярность.

7. Требования к регулировке усиления:

характер регулировки (ступенчатая, плавная),

глубина регулировки усиления.

8. Сведения об условиях производства и эксплуатации усилителя, а также общие требования к конструктивным параметрам усилителя, которые следует учитывать при выборе схемы и электрическом расчете (надежность, простота наладки схемы, допустимость

применения простой и сложной схем коррекции по соображениям устойчивости параметров усилителя, вес, габариты, климатические условия, в частности, минимальная и максимальная температура внешней среды и др.).

В большинстве случаев технические условия предусматривают, что ко входу усилителя подводятся импульсы прямоугольной формы. В случае же усиления импульсов, имеющих конечную длительность фронта, требования к усилителю могут быть несколько ослаблены.

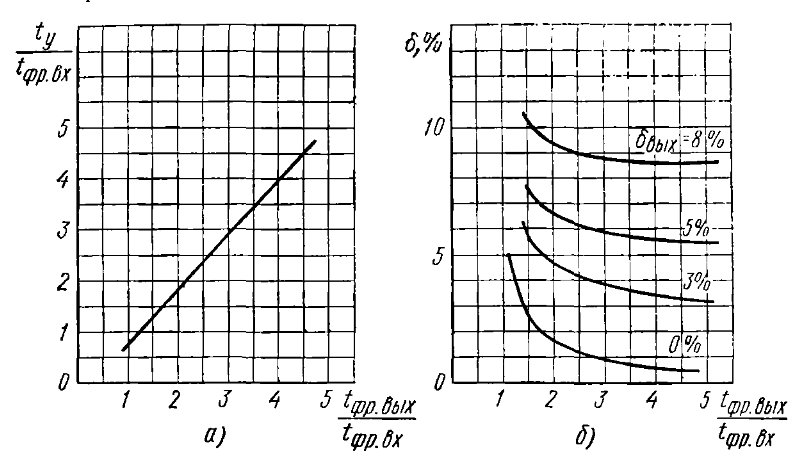


Рис. 1.1 Графики к определению времени установления $t_у$ и выброса δ% усилителя при входном импульсе непрямоугольной формы с длительностью фронта $t_{фр.\ вх}$:

$$а \text{ — график зависимости } \frac{t_у}{t_{фр.\ вх}} = \varphi\left(\frac{t_{фр.\ вых}}{t_{фр.\ вх}}\right);$$

$$б \text{ — график зависимости } \delta\ \% = \psi\left(\frac{t_{фр.\ вых}}{t_{фр.\ вх}}\right) \text{ при } \delta_{вых} = \text{const}$$

Возможность снижения требований связана с тем, что спектр непрямоугольных импульсов характеризуется меньшей эффективной шириной и, следовательно, такой импульс претерпевает меньшие искажения при прохождении через усилитель. Таким образом, при усилении импульсов с конечной длительностью фронта, если учесть параметры входного сигнала, можно избежать усложнения схемы усилителя, получить более простое и экономичное решение.

Далее указана методика определения допустимых выброса δ % и времени установления усилителя $t_у$ в случае, когда форма импульса на входе усилителя отлична от прямоугольной [32]. При этом имеется в виду, что выброс на вершине входного импульса отсутствует, а его время фронта равно $t_{фр.вх}$ (расчетные графики, учитывающие также и наличие выброса, приведены в работе Т. М. Агаханяна [32, стр. 421]). Требования ко времени установления усилителя $t_у$ и величине выброса δ % в его переходной характеристике можно определить с помощью графиков рис. 1.1., исходя из длительности фронта

входного импульса — $t_{фр \cdot вх}$ и допустимых (по техническим требованиям) искажений формы фронта импульса на выходе усилителя — $t_{фр \cdot вых}$ и $\delta_{вых}\%$.

Приведенные графики позволяют случай усиления непрямоугольных импульсов с монотонно нарастающим фронтом привести к случаю усиления импульсов прямоугольной формы и далее производить расчет усилителя как усилителя строго прямоугольных импульсов. При этом отпадает необходимость в рассмотрении особой методики расчета для случая усиления импульсов непрямоугольной формы.

Следует указать на принципиальную возможность коррекции формы переднего фронта усиливаемых импульсов на основе применения так называемого метода взаимной коррекции (см. § 1.3 и описания схем 5.8 и 5.16). При этом длительность фронта импульса на выходе схемы может незначительно отличаться от длительности фронта импульса на ее входе. В частности, $t_{фр.вых}$ может быть равна или меньше $t_{фр.вх}$.

§ 1.2. ПАРАМЕТРЫ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА. ПРОХОЖДЕНИЕ ИМПУЛЬСА ЧЕРЕЗ ОТДЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Сигнал, проходя через усилитель, претерпевает искажения, вследствие чего форма сигнала на выходе усилителя отличается от формы сигнала на его входе. Искажения, вносимые усилителем, удобно оценивать по изменению формы прямоугольного импульса, поданного на вход усилителя. На рис. 1.2, *а* показан импульс прямоугольной формы, приложенный ко входу усилителя, а на рис. 1.2, *б* — искаженный импульс, каким он представляется после прохождения через усилитель на его выходных зажимах (в общем случае).

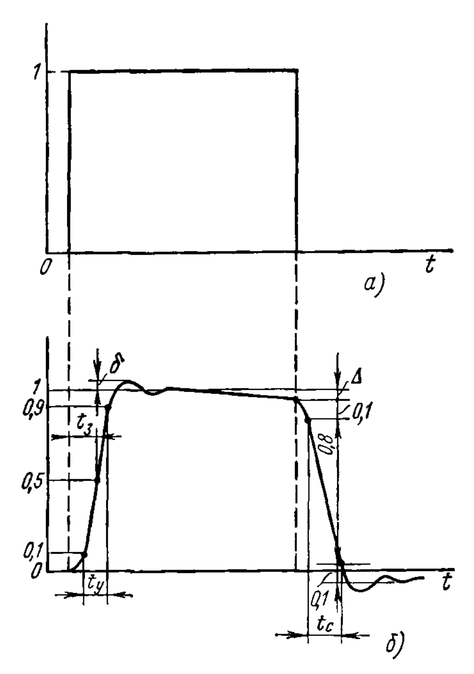


Рис. 1.2 Общий случай искажения прямоугольного импульса при прохождении его через усилитель:

а — прямоугольный импульс на входе усилителя, *б*—искаженный импульс на выходе усилителя

Далее дается определение параметров, характеризующих форму искаженного импульса (см. рис. 1.2):

а) $t_у$ — время установления или нарастания фронта импульса — обычно определяется временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего стационарного значения; иногда время нарастания определяют величиной, обратной максимальной крутизне нормированной переходной характеристики;

б) t_c — время заднего фронта (среза) — определяется подобно времени установления. В случае, когда длительность импульса превышает более чем в 2—3 раза время установления, время заднего фронта будет практически равно времени установления. Равенство времени установления времени заднего фронта имеет место только для линейных систем;

в) δ — выброс — определяется наибольшим превышением ординаты переходной характеристики над стационарным значением; выброс выражается в процентном отношении (или в долях) к стационарному значению (при расчетах обычно не принимаются во внимание последующие отрицательные и положительные выбросы, которые, кроме особых редких случаев, имеют заметно меньшую величину и быстро убывают);

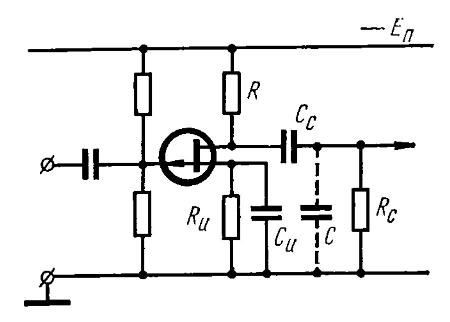


Рис 1.3 Принципиальная схема реостатного каскада на полевом транзисторе

г) Δ — спад (возможен также и подъем) плоской вершины импульса — определяется разностью ординат переходной характеристики, соответствующих стационарному значению и моменту окончания прямоугольного импульса, действовавшего на входе усилителя; спад также выражается в процентном отношении (или в долях) к стационарному значению;

д) t_a — время запаздывания — определяется обычно интервалом времени от момента приложения импульса ко входу усилителя до момента, когда напряжение на выходе усилителя достигнет половины установившегося значения. Реже время запаздывания определяют интервалом от момента приложения импульса до момента его появления на выходе усилителя. При этом за момент появления импульса принимается момент, при котором напряжение на выходе усилителя равно 0,1 его стационарного значения.

Анализируя характер искажения прямоугольного импульса, например, при прохождении импульса через реостатный усилительный каскад на полевом транзисторе (рис. 1.3), нетрудно заметить, что процесс установления стационарного значения протекает много быстрее, чем процесс спада вершины импульса. Это связано с тем, что постоянные времени цепи связи C_cR_c и цепи истока $C_иR_и$ обычно много больше постоянной времени цепи стока полевого транзистора CR. Итак, предполагая $C_cR_c \gg CR$, $C_иR_и \gg CR$ и рассматривая реакцию каскада в начальный период при включении постоянного напряжения, можно пренебречь влиянием цепей C_cR_c и $C_иR_и$, т. е. рассматривать только быстро протекающий процесс. Наоборот, интересуясь спадом вершины импульса, можно не учитывать влияния постоянной времени CR, т. е. рассматривать только медленно протекающий процесс. Подобный прием раздельного рассмотрения применяется при изучении частотных и фазовых характеристик усили-

телей, когда характеристики на высоких и низких частотах рассматриваются независимо, исходя из соответствующих эквивалентных схем.

Следует указать на связь между искажениями формы импульса и частотной и фазовой характеристиками усилителя. Переходная характеристика усилителя однозначно определяется его частотной и фазовой характеристиками, и наоборот. Реакция усилителя в начальный период (характеризуемая временем установления и выбросом) определяется частотной и фазовой характеристиками в области высоких частот. Характер же воспроизведения вершины импульса (спад или подъем) определяется частотной и фазовой характеристиками в области низких частот.

Время установления усилителя можно приближенно определить по его верхией граничной частоте $f_в$, которая соответствует уровню 0,7 нормированиой частотной характеристики. Эта связь устанавливается формулой

$$t_у \approx \frac{0,35}{f_в}. \quad (1.1)$$

Формула (1.1) справедлива в случае, когда выброс отсутствует или мал (не превышает нескольких процентов).

Следует отметить, что стремление к «идеальной» прямоугольной частотной характеристике обусловливает в переходной характеристике значительный выброс δ. Поэтому, когда при проектировании импульсного усилителя приходится обращаться к частотной характеристике, не следует стремиться к реализации характеристики с крутым спадом в области высоких частот, если нужно, чтобы в переходной характеристике усилителя выброс отсутствовал или был мал.

При проектировании импульсного усилителя удобнее, не обращаясь к частотиым и фазовым характеристикам, непосредственно исходить из допустимых искажений формы прямоугольного импульса. Следует, однако, указать на сложность точного определения искажений импульса в многокаскадном усилителе, если выброс отдельного каскада превышает 3—4%. В этом случае при необходимости получить точное представление о характере переходного процесса можно, воспользовавшись результирующими частотной и фазовой характеристиками усилителя, по ним произвести расчет переходиой характеристики. Выполнение подобного расчета хотя и не представляет принципиальных трудностей, ио является достаточно кропотливым [1, 2, 17].

Полезно кратко напомнить процесс прохождения импульса через отдельный каскад и действие схемы коррекции иа примере каскада с индуктивной коррекцией на биполярном транзисторе (рис. 1.4).

Рассмотрим вначале влияние схемы коррекции на воспроизведение фронта импульса.

При подведении импульса напряжения к базе транзистора в его коллекторной цепи возникает импульс тока. Примем, что на базе действует импульс положительной полярности. В первые моменты времени ток заряда емкости $C_и$ (предполагается, что выходная ем-

кость транзистора отнесена к $C_н$) определяется полным изменением тока, протекающего через транзистор. Это связано с тем, что в первые моменты времени параллельная цепь LR отключена ввиду наличия индуктивности L, препятствующей быстрому изменению тока в этой цепи. Далее с уменьшением тока, протекающего через цепь LR, скорость заряда емкости $C_н$ падает и рост напряжения на $C_н$ замедляется. Очевидно, что при отсутствии индуктивности L емкость $C_н$ с самого начала заряжалась бы только частью полного изменения тока. Таким образом, введение в схему корректирующей катушки индуктивности способствует заряду емкости $C_н$ бо́льшим током в течение более длительного времени, что позволяет уменьшить время нарастания фронта импульса. В зависимости от соотношения величин L, R и $C_н$ переходный процесс в схеме может протекать монотонно или иметь колебательный характер. В последнем случае импульс имеет выброс. При колебательном характере процесса и увеличении индуктивности L (при неизменных величинах R и $C_н$) выброс возрастает.

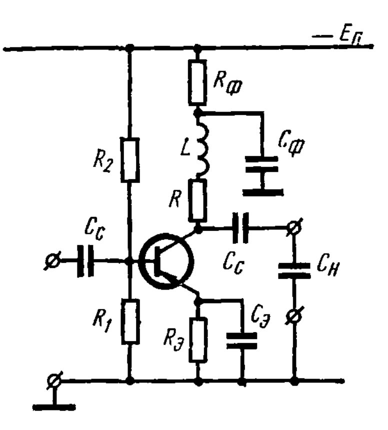


Рис. 1.4 Принципиальная схема каскада с индуктивной коррекцией на биполярном транзисторе

Как уже отмечалось, на характер воспроизведения плоской вершины импульса влияют цепи, имеющие большую постоянную времени. Вспомогательные цепи C_cR_c (здесь $1/R_c = 1/R_1 + 1/R_2 + g_{вх}$, где $g_{вх}$ — входная активная проводимость транзистора) и $C_эR_э$ обусловливают спад плоской вершины импульса. Цепь $C_фR_ф$ выполняет корректирующую функцию, вызывая подъем вершины импульса. Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера связан с действием отрицательной обратной связи. Действительно, допустим, как и ранее, что к базе транзистора подводится прямоугольный импульс положительной полярности. При этом коллекторный ток, протекающий через транзистор, изменится скачком. Напряжение на резисторе R в коллекторной цепи транзистора также изменится скачком (временем нарастания фронта импульса пренебрегаем) на величину, равную произведению скачка тока на сопротивление резистора R. Несмотря на изменившееся значение тока коллектора, напряжение на обкладках конденсатора $C_э$ в начальный момент сохранит свою величину, поскольку оно не может измениться мгновенно. С разрядом конденсатора $C_э$ напряжение между базой и эмиттером постепенно увеличивается, сдвигая рабочую точку в область бо́льших значений тока коллектора. При этом соответственно уменьшается перепад напряжения на резисторе R. Таким образом, возникает спад вершины импульса.

Заметим, что в ламповом каскаде на формирование вершины импульса влияет также и цепь экранной сетки. Здесь спад вершины импульса связан со скачком экранного тока лампы и постепенным, ввиду наличия блокирующего конденсатора, изменением напряжения на экранной сетке.

В отличие от остальных цепей с большой постоянной времени ячейка фильтра в цепи коллектора вызывает подъем плоской вершины импульса. В начальный момент, при уменьшении скачком тока через транзистор, ввиду наличия конденсатора $C_ф$, на резисторе $R_ф$ сохранится то же напряжение, которое было на нем до скачка. Далее, к напряжению на резисторе R с зарядом конденсатора $C_ф$ начнет добавляться постепенно возрастающее напряжение. Следовательно, импульс напряжения на нагрузке, представляющей последовательное соединение (по переменному току) R и ячейки $C_ф R_ф$, будет характеризоваться подъемом плоской вершины. Существуют и другие возможности получить подъем вершины импульса для коррекции спада. В частности, при использовании схемы с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению эффект подъема плоской вершины импульса достигается последовательным включением конденсатора в цепь обратной связи.

В заключение этого раздела укажем, что время установления отдельного каскада усиления или усилительной секции можно представить в виде

$$t_у = t'_у \tau_э \tag{1.2}$$

где $\tau_э$— эквивалентная постоянная времени, зависящая от параметров активного элемента и данных схемы; $t_у'$ — постоянный безразмерный коэффициент (смысл его указывается далее).

Формула (1.2) справедлива при использовании в каскаде или в усилительной секции активного элемента любого типа (биполярный транзистор, лампа, полевой транзистор). В случае реостатного каскада на лампе или полевом транзисторе (рис. 1.3) $\tau_э = RC$, а $t_у' = 2{,}2$. При введении в каскад коррекции время установления фронта импульса уменьшается, при этом $t_у' < 2{,}2$.

Переходную характеристику часто представляют не в функции непосредственно времени t, а в функции обобщенного времени t', причем

$$t' = t / \tau_э.$$

Такое представление удобно, если учесть, что построенная в функции t' переходная характеристика применима для схем с разными значениями эквивалентной постоянной времени $\tau_э$. Очевидно, что при этом время установления, определяемое по переходной характеристике $h(t')$ и равное $t_у'$ приобретает смысл обобщенного (нормированного) времени установления.

§ 1.3. ИСКАЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Время установления. Время установления многокаскадного усилителя при условии, что выброс отдельного каскада не превышает 3—4%, можно приближенно определить как корень квадратный из суммы квадратов времен установления отдельных каскадов, т. е.

$$t_{у} \approx \sqrt{t_{у\,1}^{2} + t_{у\,2}^{2} + \dots + t_{у\,n}^{2}}, \tag{1.3}$$

где $t_{у1}$, $t_{у2}$, ..., $t_{уn}$ — времена установления каскадов усилителя.

Формула (1.3) при том же условии справедлива также и в случае, когда слагаемые (все или некоторые из них) под корнем в правой части (1.3) представляют квадраты времен установления усилительных секций. В формулу (1.3) в качестве слагаемого может также входить и квадрат времени установления усилительного блока, представляющего соединение нескольких каскадов или усилительных секций (см. § 5.3).

Возможность выразить время установления многокаскадного усилителя через времена установления составляющих его каскадов позволяет также решить и обратную задачу — определить время установления отдельного каскада по времени установления всего усилителя. Если $t_{у1} = t_{у2} = \dots = t_{уn}$, то $t_{у} = t_{у\,1}\sqrt{n}$ и, следовательно, при каскадах, идентичных по времени установления

$$t_{у\,1} = \frac{t_{у}}{\sqrt{n}}, \tag{1.4}$$

где n — число каскадов.

Следует отметить, что при наличии выбросов формула (1.3) указывает несколько преувеличенное время установления усилителя, т. е. фактическое время установления будет меньше расчетного.

Если максимальный выброс δ_{max} отдельного каскада при более или менее однотипных каскадах удовлетворяет условию

$$\delta_{max} \leqslant \frac{10}{n-1}\ \%, \tag{1.5}$$

то время установления усилителя в этом случае можно определить по формуле (1.3) с точностью порядка 10% [1].

В отличие от простого суммирования при квадратичном суммировании возрастает «вес» наибольшего по величине слагаемого. Это означает, что, например, для двухкаскадного усилителя при $t_{у2} \geqslant 4t_{у1}$ допустимо принять $t_{у} \approx t_{у2}$, т. е. пренебречь влиянием каскада, имеющего время установления $t_{у1}$, на общее время установления. С увеличением числа слагаемых под корнем в правой части (1.3) погрешность формулы несколько возрастает. Бóльшая точность в определении времени установления имеет место при использовании усилительного блока или усилительных секций, каждая из которых объединяет обычно два каскада. При этом сокращается число

слагаемых под корнем в (1.3), а также возрастает «вес» некоторых из них (особенно в случае использования усилительного блока), что в целом благоприятно сказывается на точности определения времени установления усилителя. Заметим, что параметры усилительных секций и усилительных блоков ($t_у$ и δ) определяются практически с такой же точностью, как и параметры отдельных каскадов.

Закон квадратичного суммирования справедлив не только для ламповых, но и приближенно для полупроводниковых усилителей. Ю. А. Волков для случая некорректированного полупроводникового усилителя при упрощающих предположениях показал [5], что расчет времени установления по формуле квадратичного суммирования дает несколько преуменьшенную величину времени установления. Погрешность расчета не является значительной, в связи с чем формулу квадратичного суммирования можно использовать также и при инженерном расчете транзисторных усилителей.

Распределение времени установления между каскадами. При проектировании важным является вопрос о том, как следует выбирать время установления каскадов усилителя, если задано допустимое время установления, которым должен характеризоваться усилитель в целом.

Можно показать (см., например, [6]), что если за критерий оптимального распределения времени установления между каскадами принять максимум коэффициента усиления усилителя при условии $t_у = \mathrm{const}$, где $t_у$— время установления усилителя, то все каскады должны характеризоваться одинаковым временем установления, т. е.

$$t_{у1} = t_{у2} = t_{у3} = \ldots = t_{уn}. \qquad (1.6)$$

Времена установления отдельных каскадов следует выбирать одинаковыми независимо от схемы каскадов. Условия (1.6) следует придерживаться также и в случае использования усилительных секций, если они содержат одинаковое число усилительных каскадов. Условие (1.6) обычно не применимо к каскадам, имеющим коэффициент передачи меньше единицы (эмиттерный, катодный или истоковый повторители, а также инверторы), их время установления в большинстве случаев значительно меньше времени установления промежуточного каскада усиления.

Итак, при расчете усилителя в случае различия в схемах каскадов (или усилительных секций) необходимо придерживаться не принципа уравнивания коэффициентов усиления отдельных каскадов (секций), а принципа уравнивания их времен установления в соответствии с условием (1.6).

При проектировании (1.6) обычно выполняется только для промежуточных каскадов усилителя. Из-за специфических требований, предъявляемых к выходному и входному каскадам, при их расчете приходится обычно отступать от выполнения этого условия, причем в основном это касается выходного каскада. Важно представлять также, насколько строго следует придерживаться условия (1.6), т. е. в какой мере допустимо отклоняться от него. Как показывает расчет [6], строгое соблюдение равенства времен установления кас-

кадов не является обязательным. Не слишком большие отклонения от условия (1.6) не приводят к заметному снижению общего коэффициента усиления и вполне допустимы. Так, например, при отношении $t_{у1}/t_{у2}=1{,}2$ общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя уменьшается примерно на 2% по сравнению с оптимальным случаем, когда $t_{у1}=t_{у2}$.

Приведенное условие (1.6), так же как и формула (1.3), справедливо в том случае, когда переходные характеристики каскадов монотонны или характеризуются небольшим выбросом.

Укажем, что при неравенстве времен установления каскадов принципиально возможно получить лучшие результаты, чем при соблюдении условия (1.6), если допустить значительный выброс в части каскадов усилителя.

В 1954 г. Ф. Мюллер [37] указал на возможность взаимной коррекции каскадов. При взаимной коррекции часть каскадов выполняется с выбросами порядка десятков процентов. Другая часть каскадов либо не имеет выбросов в переходной характеристике, либо характеризуется малым выбросом. Условию взаимной коррекции соответствуют разные времена установления каскадов.

Расчет усилителей с взаимной коррекцией и их испытание показали, что параметры таких усилителей весьма критичны к изменению данных схемы, что ограничивает практическое использование усилителей с взаимной коррекцией. Из схем с взаимной коррекцией относительно большей стабильностью обладают наиболее простые двухкаскадные схемы, содержащие, в частности, некорректированный каскад и каскад с индуктивной коррекцией или с корректирующей цепью отрицательной обратной связи.

Отметим, что наибольшей стабильностью параметров при изменении данных схемы обладают усилители, каскады которых имеют монотонные переходные характеристики и удовлетворяют условию (1.6). Стабильность будет тем выше, чем меньше выбросы в переходных характеристиках каскадов, составляющих усилитель.

Время запаздывания. Время запаздывания в многокаскадном усилителе приближенно определяется суммой времен запаздывания составляющих усилитель каскадов, т. е.

$$t_з \approx t_{з1} + t_{з2} + \ldots + t_{зn}, \tag{1.7}$$

где $t_{з1}$, $t_{з2}$, ..., $t_{зn}$ — время запаздывания соответственно 1-, 2-, ..., n-го каскадов.

При наличии выбросов результирующее время запаздывания меньше суммы времен запаздывания. Тем не менее при малых выбросах допустимо приближенно оценивать результирующее время запаздывания, пользуясь законом суммирования (1.7).

В отношении величины выбросов здесь действуют такие же предположения, которые приводились при обсуждении формулы (1.3) квадратичного суммирования времен установления.

Закон (1.7) простого суммирования времен запаздывания справедлив как для транзисторных, так и для ламповых усилителей.

Спад вершины импульса. Спад вершины импульса в многокаскадном усилителе Δ приближенно равен сумме спадов, которые вносят входящие в усилитель каскады, т. е.

$$\Delta \approx \Delta_1 + \Delta_2 + \ldots + \Delta_n, \quad (1.8)$$

где Δ_1, Δ_2, ..., Δ_n — спад вершины импульса соответственно 1-, 2-, ..., n-го каскадов.

Формула простого суммирования (1.8) справедлива при условии, что спады Δ_1, Δ_2, ..., Δ_n относительно малы, а результирующий спад Δ имеет порядок 10%.

Приведенная формула справедлива и для случая, когда некоторые каскады в силу особенностей их схемы дают подъем вершины импульса. Очевидно, что в связи с этим составляющим Δ_1, Δ_2, ..., Δ_n следует приписывать знак «+» или «—» в зависимости от того, дает ли данный каскад спад или подъем вершины импульса. Следовательно, в формуле (1.8) следует учитывать знаки входящих в нее величин.

Важно отметить, что закон суммирования справедлив также и в отношении отдельного каскада. Результирующий спад вершины импульса, вносимый данным каскадом, приближенно равен сумме спадов, обусловленных влиянием каждой цепи каскада в отдельности. Таким образом, спад вершины импульса усилителя можно представить суммой спадов, вызванных действием отдельных цепей всех каскадов.

Для удовлетворения определенных требований к качеству воспроизведения вершины импульса не обязательно в каждый каскад вводить корректирующую цепь, способствующую выравниванию вершины. Осуществить компенсацию спада плоской вершины импульса многокаскадного усилителя можно введением корректирующих ячеек только в часть каскадов.

Очевидно, что если необходимо получить полную компенсацию спада вершины импульса, то следует удовлетворить условию

$$\sum \Delta_{\text{п}} = \sum \Delta_{\text{с}}, \quad (1.9)$$

где $\Sigma \Delta_{\text{п}}$ — суммарный подъем, обусловленный корректирующими цепями; $\Sigma \Delta_{\text{с}}$ — суммарный спад, обусловленный отдельными цепями каскадов.

Искажение вершины импульса вызывается вспомогательными цепями усилителя (цепь связи между каскадами, цепь фильтрующей ячейки, цепь температурной стабилизации режима работы транзисторного каскада, цепь смещения и цепь экранирующей сетки лампы, цепи регулировки усиления), которые характеризуются большой постоянной времени, обычно значительно превышающей длительность импульса.

Приведенные формулы (1.8) и (1.9), касающиеся суммирования искажений вершины импульса в многокаскадном усилителе, справедливы для транзисторного и лампового усилителей. Различие состоит лишь в выборе величин элементов вспомогательных цепей, связанных с этими искажениями. В качестве примера укажем, что в усилителе

на биполярных транзисторах емкость разделительного межкаскадного конденсатора выбирается, как правило, значительно большей величины, чем в усилителе на полевых транзисторах или в ламповом усилителе.

§ 1.4. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При усилении импульсных сигналов, имеющих длительность 0,1—0,2 мкс и более, из активных элементов наиболее широко используются биполярные транзисторы и лампы. В настоящее время в импульсных усилителях начинают применяться также и полевые

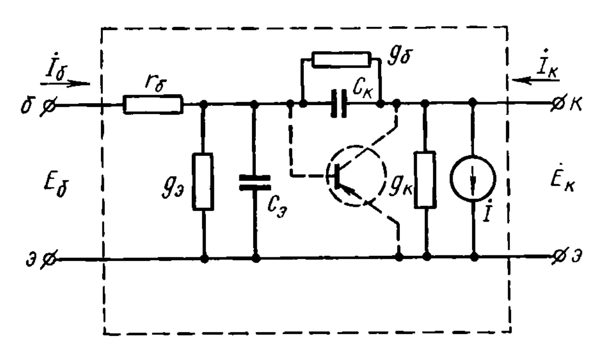


Рис. 1.5. Приближенная схема замещения полупроводникового триода

транзисторы. В некоторых случаях, особенно при усилении слабых сигналов при источнике, внутреннее сопротивление которого заметно превышает входное сопротивление каскада на биполярном транзисторе, эффективно совместное использование полевых и биполярных транзисторов. В гибридных схемах с полевыми и биполярными транзисторами реализуются дополняющие друг друга ценные качества тех и других активных элементов — высокая крутизна характеристики коллекторного тока биполярного транзистора, малый собственный уровень шумов и высокое активное входное сопротивление полевого транзистора.

Биполярный транзистор в отличие от лампы (пентода) характеризуется малым входным сопротивлением, значительной внутренней обратной связью, большим разбросом параметров и зависимостью режима работы транзистора и его параметров от температуры. Эти особенности активного элемента необходимо учитывать при проектировании усилителей на биполярных транзисторах.

При расчете различных схем целесообразно исходить из приближенной эквивалентной схемы биполярного транзистора (рис. 1.5), пригодной как для диффузионных, так и для дрейфовых транзисторов. Схема содержит эквивалентный генератор тока $\dot{I}$, распределенное сопротивление базы $r_б$, а также проводимости и емкости, харак-

теризующие участки эмиттер—база ($g_э$ и $C_э$), база — коллектор ($g_б$ и $C_к$) и коллектор — эмиттер ($g_к$). Непосредственно измерить величины указанных проводимостей и емкостей не представляется возможным. Вместе с тем, если рассматривать полупроводниковый триод как четырехполюсник, необходимости в непосредственном измерении перечисленных элементов схемы замещения не возникает. Такой четырехполюсник (см. пунктир на рис. 1.5) удобно описать с помощью $\dot{Y}$-параметров. При этом можно распространить ряд результатов, полученных при исследовании ламповых усилителей, также и на транзисторные усилители. $\dot{Y}$-параметры являются, очевидно, функциями значений элементов эквивалентной схемы. Однако для определения $\dot{Y}$-параметров не требуется устанавливать величины всех элементов, представленных в этой схеме.

Приводимые далее формулы для расчета транзисторных каскадов и усилительных секций (см. гл. 4 и 5) получены на основе эквивалентной схемы рис. 1.5 и приближенного представления частотных зависимостей $\dot{Y}$-параметров, выражения которых обоснованы И. Н. Мигулиным [9; 10].

В импульсных усилителях из возможных трех схем включения биполярного транзистора наиболее часто применяется схема включения с общим эмиттером. Система $\dot{Y}$-параметров для схемы с общим эмиттером определяет следующие соотношения межу токами и напряжениями на входе и выходе четырехполюсника

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_б &= \dot{Y}_{11}\dot{E}_б + \dot{Y}_{12}\dot{E}_к, \\ \dot{I}_к &= \dot{Y}_{21}\dot{E}_б + \dot{Y}_{22}\dot{E}_к. \end{aligned}\right\} \quad (1.10)$$

Эти соотношения справедливы лишь при малых переменных напряжениях на зажимах база — эмиттер и коллектор — эмиттер. Под малыми обычно понимают такие значения переменных напряжений, увеличение которых на 50% не приводит к изменению параметров более чем на 10% [8]. Практически это соответствует изменениям напряжений и токов, которые не превосходят 10—20% значений их постоянных составляющих.

Система малосигнальных $\dot{Y}$-параметров является системой параметров короткого замыкания, где $\dot{Y}_{11}$— входная проводимость триода при коротком замыкании на выходе, $\dot{Y}_{12}$— проводимость обратной связи при коротком замыкании на входе; $\dot{Y}_{21}$— проводимость в прямом направлении (комплексная крутизна) при коротком замыкании на выходе; $\dot{Y}_{22}$— выходная проводимость триода при коротком замыкании на входе. Для схемы включения с общим эмиттером $\dot{Y}$-параметры можно легко определить, что является одним из преимуществ этой системы.

$\dot{Y}$ — параметры являются комплексными проводимостями, каждая из которых содержит активную и реактивную составляющие. Для низких частот при $\omega \to 0$ указанные параметры сохраняют только активные составляющие g_{11}, g_{12}, g_{21} и g_{22}, которые образуют совокупность четырех низкочастотных параметров. При этом

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{\partial I_б}{\partial E_б} \quad \text{при} \quad E_к = \text{const}, \\ g_{12} &= \frac{\partial I_б}{\partial E_к} \quad \text{при} \quad E_б = \text{const}, \\ g_{21} &= \frac{\partial I_к}{\partial E_б} \quad \text{при} \quad E_к = \text{const}, \\ g_{22} &= \frac{\partial I_к}{\partial E_к} \quad \text{при} \quad E_б = \text{const}. \end{aligned}\right\} \tag{1.11}$$

Для достаточно широкого диапазона частот $\dot{Y}$-параметры биполярного транзистора с практически хорошим приближением описываются указанными четырьмя низкочастотными параметрами и дополнительно еще тремя высокочастотными, т. е. всего семью параметрами [9; 10]. В качестве высокочастотных параметров приняты распределенное сопротивление базы $r_б$, емкость база — коллектор $C_к$ и постоянная времени транзистора τ. Последний высокочастотный параметр физически представляет постоянную времени со стороны входа транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером при закороченном выходе. В соответствии с этим постоянная времени транзистора на основании эквивалентной схемы рис. 1.5 определяется величиной произведения $C'R'$, где

$$C' = C_э + C_к, \quad \text{а} \quad R' = \frac{1}{g_э + g_б + 1/r_б}.$$

Для схемы с общим эмиттером малосигнальные $\dot{Y}$-параметры можно представить в виде [9; 10]

$$\left.\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= \frac{g_{11} + j\omega\tau / r_б}{1 + j\omega\tau}, & \dot{Y}_{12} &= -\frac{j\omega C_к}{1 + j\omega\tau}, \\ \dot{Y}_{21} &= \frac{g_{21}}{1 + j\omega\tau}, & \dot{Y}_{22} &= g_{22} + \frac{(1 + g_{21} r_б)\, j\omega C_к}{1 + j\omega\tau}. \end{aligned}\right\} \tag{1.12}$$

Зная $\dot{Y}$-параметры, можно использовать известные из теории четырехполюсников выражения входного и выходного сопротивлений четырехполюсника и его коэффициентов передачи по напряжению, току и мощности. Так, коэффициент передачи по напряжению, входная и выходная комплексные проводимости четырехполюсника для схемы включения с общим эмиттером представляются выражениями

$$\left.\begin{aligned} \dot{K} &= -\frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22}+\dot{Y}_{н}}, \\ \dot{Y}_{вх} &= \dot{Y}_{11}-\frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22}+\dot{Y}_{н}}, \\ \dot{Y}_{вых} &= \dot{Y}_{22}-\frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{г}}, \end{aligned}\right\} \quad (1.13)$$

где $\dot{Y}_{г}$ — внутренняя комплексная проводимость источника сигнала; $\dot{Y}_{н}$ — комплексная проводимость нагрузки четырехполюсника.

Для схемы включения с общим коллектром справедливы эти же формулы, если заменить $\dot{Y}$-параметры схемы включения с общим эмиттером на аналогичные, соответствующие схеме с общим коллектором. Последние можно выразить через $\dot{Y}$-параметры схемы с общим эмиттером. При этом

$$\left.\begin{aligned} \dot{Y}^{(к)}_{11} &= \dot{Y}_{11}, & \dot{Y}^{(к)}_{12} &= -\left(\dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{12}\right), \\ \dot{Y}^{(к)}_{21} &= -\left(\dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{21}\right), & \dot{Y}^{(к)}_{22} &= \dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{12}+\dot{Y}_{21}+\dot{Y}_{22}. \end{aligned}\right\} \quad (1.14)$$

Преимуществом системы $\dot{Y}$-параметров является идентичность представленных в этой системе эквивалентных схем биполярного транзистора, лампы и полевого транзистора. Полученные при использовании $\dot{Y}$-параметров расчетные формулы относительно просты, что обусловлено наличием в усилителе параллельных цепей, проводимость соединения которых определяется простой суммой проводимостей. В частности, формула коэффициента усиления каскада по схеме с общим коллектром, анодом или стоком в системе $\dot{Y}$- параметров определяется выражением

$$\dot{K} = \frac{\dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11}+\dot{Y}_{12}+\dot{Y}_{21}+\dot{Y}_{22}+\dot{Y}_{н}}.$$

Как следует из приведенной формулы, числитель и знаменатель правой части представлены суммами проводимостей.

Для удобства расчета в приложении 1 приведена таблица вычисленных средних значений низкочастотных и высокочастотных параметров некоторых типов биполярных транзисторов (с использованием материалов [10, 36, 44]). При этом нет необходимости определять требуемые параметры по данным, имеющимся в справочнике.

Многие приведенные в гл. 4 и 5 расчетные соотношения получены, в частности, на основе формул (1.12) и (1.13).

На рис. 1.6 показаны примерные входная $I_{б}=\varphi(E_{б})$ и выходные $I_{к}=\psi(E_{к},\ I_{б})$ статические характеристики биполярного транзис-

тора. При отсутствии сведений о низкочастотных параметрах, последние с некоторым приближением можно найти, воспользовавшись статическими характеристиками. Для этого около выбранной рабочей точки в соответствии с выражениями (1.11) следует осуществить приращение токов и напряжений. В качестве примера на входной

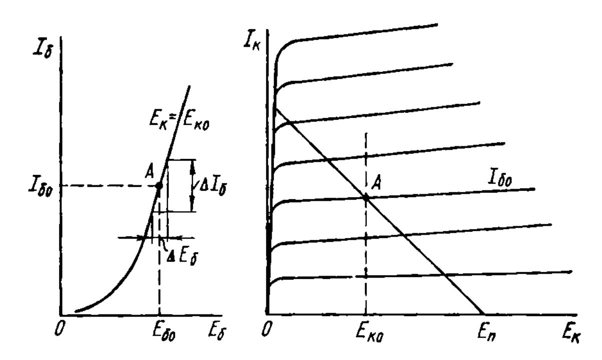


Рис. 1.6. Входная и выходные характеристики транзистора для схемы с общим эмиттером

характеристике около рабочей точки A выполнено построение, на основании которого легко определяется параметр g_{11}. Из построения следует, что

$$g_{11} = \frac{\Delta I_б}{\Delta E_б}.$$

Важно подчеркнуть, что найденные с помощью семейств статических характеристик низкочастотные параметры соответствуют только данной рабочей точке A с координатами $I_{к0}$ и $E_{к0}$.

С изменением положения рабочей точки низкочастотные параметры заметно изменяются, причем определяющее влияние оказывает изменение тока коллектора.

При отсутствии сведений о транзисторе, его низкочастотные и высокочастотные параметры можно определить экспериментально в соответствии с рекомендациями, изложенными, например, в [10; 11].

В справочниках по полупроводниковым приборам обычно вместо рассмотренных низкочастотных параметров g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22} приводятся значения низкочастотных h-параметров для схемы включения с общей базой $h_{11б}$, $h_{12б}$, $h_{21б}$, $h_{22б}$ либо для схемы включения с общим эмиттером $h_{11э}$, $h_{12э}$, $h_{21э}$, $h_{22э}$.

Иногда приводятся величины низкочастотных параметров Т-образной схемы (рис. 1.7) замещения полупроводникового триода $r_э$, $r_б$, $r_к$, α_0.

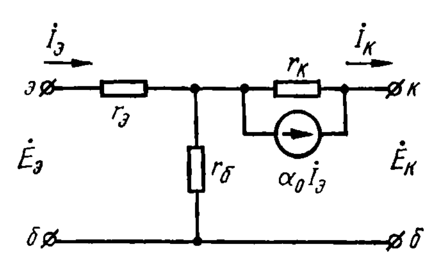


Рис. 1.7 Т-образная схема замещения полупроводникового триода в области низких частот

Параметры указанных систем легко пересчитываются в низкочастотные $\dot{Y}$-параметры с помощью следующих формул.

Из системы параметров Т-*образной эквивалентной схемы к системе низкочастотных* $\dot{Y}$-*параметров*:

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{r_э + r_к(1 - \alpha_0)}{\Delta'}, \\ g_{12} &= \frac{r_э}{\Delta'}, \\ g_{21} &= \frac{-r_э + \alpha_0 r_к}{\Delta'}, \\ g_{22} &= \frac{r_э + r_б}{\Delta'}, \end{aligned}\right\} \quad (1.15)$$

где $\Delta' = r_э r_б + r_к[r_э + r_б(1 - \alpha_0)]$; $r_э$— сопротивление эмиттера; $r_б$— сопротивление базы; $r_к$ — сопротивление коллектора; α_0 — коэффициент передачи по току в схеме с общей базой.

Из системы h-параметров для схемы включения с общей базой к системе низкочастотных $\dot{Y}$-*параметров*:

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1 - h_{21\,б}}{h_{11\,б}}, \\ g_{12} &= h_{22б} - \frac{h_{12\,б}}{h_{11\,б}}(1 - h_{21\,б}), \\ g_{21} &= \frac{h_{21\,б}}{h_{11\,б}}, \\ g_{22} &= h_{22\,б} + \frac{h_{12\,б}}{h_{11\,б}} h_{21\,б}. \end{aligned}\right\} \quad (1.16)$$

Из системы h-параметров для схемы включения с общим эмиттером к системе низкочастотных $\dot{Y}$-*параметров*:

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1}{h_{11\,э}}, \\ g_{12} &= \frac{h_{12\,э}}{h_{11\,э}}, \\ g_{21} &= \frac{h_{21\,э}}{h_{11\,э}}, \\ g_{22} &= h_{22\,э} - \frac{h_{12\,э}}{h_{11\,э}} h_{21\,э}. \end{aligned}\right\} \quad (1.17)$$

В приведенные формулы перехода подставляется абсолютное значение параметра $h_{21б}$. При этом для параметра g_{12} также определяется его абсолютное значение.

Иногда низкочастотные параметры указываются в справочниках (см., например, [8]) для разных схем включения транзистора, обычно для схем включения с общим эмиттером и общей базой. При этом может возникнуть необходимость привести все параметры к какой-нибудь одной схеме включения.

Далее приводятся формулы перехода от h-параметров схемы включения с общим эмиттером к h-параметрам схемы включения с общей базой

$$\left.\begin{aligned} h_{11б} &= \frac{h_{11э}}{1+h_{21э}}, & h_{12б} &= \frac{h_{11э}h_{22э}-h_{12э}h_{21э}-h_{12э}}{1+h_{21э}}, \\ h_{21б} &= \frac{h_{21э}}{1+h_{21э}}, & h_{22б} &= \frac{h_{22э}}{1+h_{21э}}. \end{aligned}\right\} \quad (1.18)$$

Формула (1.18) указывает абсолютное значение параметра $h_{21б}$. Используя ее, можно привести указанные в справочнике h-параметры транзистора к одной схеме включения и далее по формулам (1.16) перейти к низкочастотным $\dot{Y}$-параметрам.

Значения высокочастотных параметров $r_б$ и $C_к$ (или $C_к$ и произведение $r_бC_к$) приводятся в справочниках (см., например, [8]). Там же указывается граничная частота усиления по току $f_т$ для схемы с общим эмиттером. При этой частоте модуль комплексного параметра $\dot{h}_{21э}$ равен единице ($|\dot{h}_{21э}| = 1$). По величине $f_т$ можно определить постоянную времени транзистора. Для этого надо воспользоваться следующей формулой:

$$\tau = \frac{g_{21}r_б}{2\pi m_т f_т}, \quad (1.19)$$

где $m_т = 1,2 \div 1,6$, причем меньшее значение $m_т$ относится к бездрейфовым транзисторам [8].

Иногда в справочниках вместо $f_т$ указана максимальная частота генерации транзистора $f_г$. На этой частоте коэффициент усиления каскада по мощности при выполнении условий согласования на входе и выходе равен единице.

Частота $f_т$ связана с максимальной частотой генерации $f_г$ приближенным равенством

$$f_т = 8\pi r_б C_к f_г^2. \quad (1.20)$$

Учитывая (1.19) и (1.20), постоянную времени транзистора можно также определить по формуле

$$\tau = \frac{g_{21}}{16\pi^2 C_к f_г^2 m_т}. \quad (1.21)$$

Приводимые в справочниках значения параметров измерены при определенных величинах $I_{к0}$ и $E_{к0}$ (они указываются в справочнике). В случае выбора рабочей точки с другими координатами $I'_{к0}$ и $E'_{к0}$ необходимо произвести пересчет значений параметров. Параметры

g_{11}, g_{21}, g_{22} и τ в первом приближении являются линейными функциями тока коллектора. Пусть измеренные значения низкочастотных $\dot{Y}$-параметров или их значения, полученные в результате пересчета на основании данных справочника (см. также приложение 1), при токе $I_{к0}$ равны $g_{11справ}$, $g_{21справ}$ и $g_{22справ}$, тогда [10]

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{11\,справ}, \\ g_{21} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{21\,справ}, \\ g_{22} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{22\,справ}, \\ \tau &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} \cdot \frac{g_{21\,справ}\, r_б}{2\pi f_т m_т}, \end{aligned}\right\} \qquad (1.22)$$

где g_{11}, g_{21}, g_{22} и τ — пересчитанные к току $I'_{к0}$ значения параметров.

Емкость $C_к$ в первом приближении является функцией только напряжения на коллекторе. Для емкости $C_к$ при напряжении $E'_{к0}$ можно записать следующее выражение:

$$C_к \approx \sqrt{\frac{E_{к0}}{E'_{к0}}}\, C_{к.\,справ}, \qquad (1.23)$$

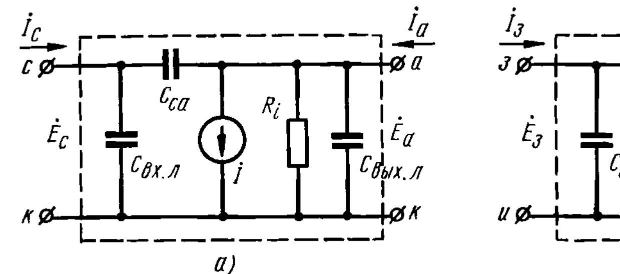
где $C_{к.\,справ}$ — соответствующее $E_{к0}$ значение емкости база — коллектор.

Параметр $r_б$ практически сохраняет свою величину при изменении координат $I_{к0}$ и $E_{к0}$ рабочей точки. Проводимость g_{12} не оказывает заметного влияния на результаты расчета, в связи с чем в расчетных формулах величина g_{12} опущена.

Следует отметить оправданность приближений, допускаемых при подготовке данных к расчету импульсного усилителя (приближенное определение низкочастотных и высокочастотных параметров на основе приближенной исходной эквивалентной схемы, пренебрежение проводимостью g_{12}, а также в большинстве случаев и g_{22}). В дальнейших расчетах также допустимо пользоваться приближенными формулами для определения тех или иных величин. Более того, уточнение расчета практически не приведет к повышению строгости соответствия вычисленных параметров усилителя параметрам выполненной модели. Значительный разброс параметров транзисторов препятствует такому строгому соответствию. Укажем здесь, что разброс таких параметров, как входная проводимость g_{11}, сопротивление базы $r_б$ и постоянная времени транзистора τ, может достигать, а в отдельных случаях превышать 100%. Поэтому результаты расчета усилителя, если, как это обычно принято, пользоваться усредненными (типовыми) параметрами транзистора, следует рассматривать как ориентировочные. Заметно ослабить влияние разброса параметров тран-

зистора на результаты расчета, можно применяя достаточно глубокую отрицательную обратную связь как по переменному, так и по постоянному току.

Лампа и полевой транзистор представляются тождественными эквивалентными схемами. Униполярный полевой транзистор с *p-n*-переходом можно приближенно рассматривать как транзисторный аналог электронной лампы. На рис. 1.8 приведены эквивалентные схемы лампы (для схемы включения с общим катодом) и полевого транзистора (для схемы включения с общим истоком). Эквивалентная схема последнего несколько упрощена исключением из нее элементов, практически мало влияющих на ее параметры.



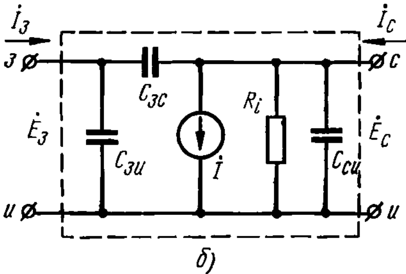


Рис. 1.8. Эквивалентные схемы:
а—лампы (для схемы включения с общим катодом); *б*—полевого транзистора (для схемы включения с общим истоком)

Лампа и полевой транзистор, в отличие от биполярного транзистора, характеризуются большим входным активным сопротивлением. Характеристики полевого транзистора близки к характеристикам лампы. Эти активные элементы в соответствии с эквивалентной схемой описываются совокупностью параметров, выражения которых имеют одинаковую структуру.

Параметры полевых транзисторов имеют примерно следующие данные: емкость затвор — исток ($C_{зи}$) — 2 ÷ 10 пФ, емкость затвор — сток ($C_{зс}$) — 0,7 ÷ 8 пФ, емкость сток — исток ($C_{си}$) — 0,2 ÷ 1 пФ, дифференциальное сопротивление канала (R_i) — 0,01 ÷ 0,3 МОм, крутизна характеристики тока стока (S) — 0,5 ÷ 8 мА/В. Из приведенных данных следует, что крутизна характеристики S полевого транзистора меньше крутизны характеристики анодного тока лампы и на 1 ÷ 2 порядка меньше крутизны характеристики коллекторного тока биполярного транзистора. Кроме того, емкость $C_{зс}$ (аналог межэлектродной емкости сетка — анод лампы) примерно на два порядка больше соответствующей емкости пентода.

Различие в параметрах полевого и биполярного транзисторов предопределяет также и различие в характере их использования в схемах импульсных усилителей. Значительная емкость затвор—сток полевого транзистора обусловливает связь между выходной и входной цепями транзистора при схеме включения с общим истоком, особенно при большом сопротивлении нагрузки каскада. При указанной схеме включения на параметры предшествующего каскада или входной

цепи (если рассматриваемый каскад является первым) значительно влияет входная емкость транзистора, главной компонентой которой является составляющая, равная $C_{зс}(1 + K_0)$, где K_0— коэффициент усиления каскада.

В схемах на лампах внутренней обратной связью через емкость сетка — анод можно обычно пренебречь, в связи с чем анализ ламповых схем проще, чем схем на полевых транзисторах, при исследовании которых необходимо учитывать значительную внутреннюю обратную связь через емкость затвор — сток. Поэтому полевой транзистор удобно рассматривать как четырехполюсник (так же как это было сделано ранее в отношении биполярного транзистора) и использовать систему $\dot{Y}$-параметров, связывающих токи и напряжения на входе и выходе четырехполюсника (см. пунктир на рис. 1.8):

$$\dot{I}_з = \dot{Y}_{11}\dot{E}_{зи} + \dot{Y}_{12}\dot{E}_{си},$$

$$\dot{I}_с = \dot{Y}_{21}\dot{E}_{зи} + \dot{Y}_{22}\dot{E}_{си}.$$

$\dot{Y}$-параметры для схемы включения с общим истоком через параметры элементов эквивалентной схемы выражаются следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= j\omega C_{зи} + j\omega C_{зс}, & \dot{Y}_{12} &= -j\omega C_{зс}, \\ \dot{Y}_{21} &= S - j\omega C_{зс}, & \dot{Y}_{22} &= \frac{1}{R_i} + j\omega C_{си} + j\omega C_{зс}. \end{aligned}\right\} \quad (1.24)$$

Как уже упоминалось, располагая значениями $\dot{Y}$-параметров, а также данными о параметрах источника сигнала и нагрузки, по известным из теории четырехполюсников соотношениям можно легко определить основные параметры схемы [см. приведенные ранее формулы (1.13) коэффициента передачи, входной и выходной проводимостей четырехполюсника].

§ 1.5. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ИМПУЛЬСНОГО УСИЛИТЕЛЯ. ОБЩИЙ ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Структурная схема усилителя импульсных сигналов дана на рис. 1.9.

Блок предварительного усиления включает входной (первый) каскад или входную (первую) усилительную секцию, а также промежуточные каскады или промежуточные усилительные секции. В

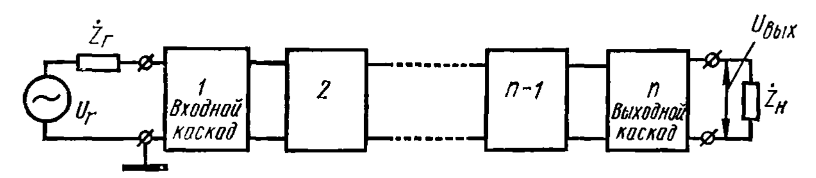


Рис. 1.9. Структурная схема импульсного усилителя:
каскады 1 ÷ (n — 1) — предварительные; каскады 2 ÷ (n — 1) — также и промежуточные

общем случае блок предварительного усиления может содержать как отдельные каскады, так и усилительные секции.

Параметры входной цепи зависят от данных выходного (внутреннего) сопротивления источника сигнала $\dot{Z}_г$ и данных входного сопротивления первого каскада. Входное сопротивление последнего, как известно, зависит от выбора активного элемента и схемы его включения, а также от наличия или отсутствия цепи отрицательной обратной связи, охватывающей первый каскад. В отношении входной цепи приемлемым следует считать такое решение, при котором коэффициент передачи входной цепи был бы по возможности ближе к единице, а время нарастания фронта импульса было бы меньше или не превышало бы (при отсутствии особых обстоятельств) время установления предварительного каскада усиления.

Расчет входной цепи и первого каскада можно выполнить как раздельно, так и совместно (см. гл. 4 и 5). Следует отметить, что применение высокочастотной коррекции в первом каскаде позволяет (благодаря ускоренной реакции первого каскада) компенсировать относительно медленное нарастаие фронта импульса во входной цепи при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала. Иногда для уменьшения времени установления входной цепи перспективно применение на входе усилителя гибридной усилительной секции, сочетающей каскады на полевом и биполярном транзисторах (см. гл. 5), использование которой позволяет улучшить показатели усилителя.

Выходной каскад осуществляет связь усилителя с нагрузкой. Расчет выходного каскада и выбор режима его работы, в отличие от остальных каскадов, связан со следующими особенностями: 1) необходимостью получения на данном сопротивлении нагрузки усилителя импульса напряжения определенной амплитуды и полярности; 2) необходимостью максимально использовать возможности активного элемента, поскольку этому в большинстве случаев соответствует экономически наиболее выгодное решение; 3) необходимостью выбрать схему каскада и режим активного элемента по постоянному и переменному токам так, чтобы время установления в выходном каскаде при допустимом выбросе не составляло бы слишком большой части общего времени установления усилителя (желательно не более 60%), так как иначе потребовалось бы большее число каскадов (или усилительных секций) в блоке предварительного усиления, а также усложнилась бы схема каскадов.

Предварительное усиление обычно выполняется на одинаковых каскадах или усилительных секциях (исключение составляет иногда первый каскад или первая входная усилительная секция).

При одинаковых каскадах или секциях можно более точно определить основные параметры блока предварительного усиления (коэффициент усиления, время установления фронта импульса и выброс) даже тогда, когда выброс в переходной характеристике значителен (см. § 5.3).

Применение усилительных секций с цепями отрицательной обратной связи разного вида способствует более стабильной работе блока

предварительного усиления и всего усилителя. Если к стабильности работы усилителя не предъявляются слишком жесткие требования, допустимо использование усилительных секций с взаимно корректированными каскадами.

Выбор типа активного элемента (биполярный транзистор, полевой транзистор, лампа) обычно не представляет трудностей. Разработка биполярных транзисторов с высокой верхней граничной частотой значительно ограничила использование электронных ламп в высокочастотной аппаратуре и, в частности, в схемах импульсных усилителей.

С микроминиатюризацией радиоаппаратуры и совершенствованием технологии ее производства выявились новые особые требования к конструктивным параметрам активных элементов, которым вакуумные приборы не удовлетворяют. В современных импульсных усилителях преимущественно используются биполярные транзисторы, имеющие высокую добротность. Полевые транзисторы характеризуются значительно меньшей добротностью чем биполярные транзисторы и лампы, что обусловлено сравнительно малой крутизной характеристики тока стока и большой входной динамической емкостью. Указанное существенно ограничивает область самостоятельного использования полевых транзисторов (не в сочетании с биполярными) особыми случаями, когда применение других активных элементов по условиям эксплуатации неприемлемо. Укажем здесь, что по сравнению с биполярными транзисторами полевые транзисторы характеризуются повышенной радиационной стойкостью, а также способны работать в условиях широкого изменения температуры внешней среды. В частности, полевые транзисторы успешно работают при весьма глубоком охлаждении, причем их электрические параметры при этом улучшаются. Это позволяет применять их в приборах, предназначенных для исследований в области физики низких температур.

Укажем на следующую возможную последовательность проектирования импульсного усилителя.

1. Выбор активного элемента.
2. Расчет входной цепи или совместный расчет входной цепи и первого (входного) каскада или расчет входной усилительной секции.
3. Расчет выходного каскада и выбор режима его работы.
4. Расчет (ориентировочный) основных параметров предварительных (или промежуточных) каскадов или усилительных секций.
5. Выбор схемы коррекции и расчет отдельного предварительного (или промежуточного) каскада или усилительной секции.
6. Уточнение основных параметров блока предварительных (или промежуточных) каскадов или усилительных секций (усилительного блока).
7. Оценка правильности выбора числа предварительных (или промежуточных) каскадов или усилительных секций и их схемы; уточнение расчета.
8. Расчет вспомогательных цепей.

Литература: [1, 3, 9, 10, 12, 26, 32, 41].

Глава 2

ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ УСИЛИТЕЛЯ

§ 2.1. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ

Основные параметры некорректированной входной цепи — коэффициент передачи и время установления фронта импульса — зависят от данных выходного (внутреннего) сопротивления $\dot{Z}_г$ источника сигнала и данных входного сопротивления $\dot{Z}_{вх}$ первого каскада. По отношению к первому каскаду комплексные сопротивления $\dot{Z}_г$ и $\dot{Z}_{вх}$ являются плечами делителя напряжения входного сигнала.

Выходное комплексное сопротивление источника сигнала обычно характеризуется выходным активным сопротивлением $R_г$ и выходной емкостью $C_г$. Иногда удобно считать, что источник обладает только активным выходным сопротивлением, а его выходная емкость учтена через соответствующее увеличение входной емкости $C_{вх}$ первого каскада. Если $C_{вх} \gg C_г$, то выходной емкостью источника сигнала допустимо пренебречь.

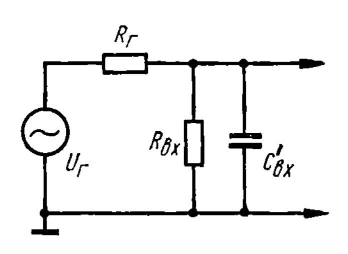


Рис. 2.1. Принципиальная схема входной цепи

Для схемы рис. 2.1 коэффициент передачи входной цепи и время установления фронта импульса определяются выражениями:

$$K_п = \frac{R_{вх}}{R_г + R_{вх}}, \tag{2.1}$$

$$t_{у.\,вх} = 2{,}2\frac{R_г R_{вх}}{R_г + R_{вх}} C'_{вх}, \tag{2.2}$$

где $C'_{вх} = C_{вх} + C_г$.

Величины $K_п$ и $t_{у.вх}$ можно представить также через выходную проводимость источника $g_г$ и входную проводимость каскада $g_{вх}$ в виде

$$K_п = \frac{g_г}{g_г + g_{вх}}, \quad t_{у.\,вх} = 2{,}2\frac{C'_{вх}}{g_г + g_{вх}}.$$

При коэффициенте усиления первого каскада много больше единицы входная динамическая емкость при использовании полевого или биполярного транзистора оказывается значительной, в связи с чем время установления фронта импульса во входной цепи при достаточно малой проводимости $g_г + g_{вх}$ может заметно превысить время установления промежуточного каскада усиления. Если $t_{у.\,вх}$ существенно больше времени установления промежуточного каскада, то снижение $t_{у.\,вх}$ до $t_у$ промежуточного каскада (или более) позволит

уменьшить также и общее время установления усилителя. Если $t_{у.\ вх}$ заметно меньше $t_у$ промежуточного каскада (при $K_п$ близком к единице), то в этом случае усложнение схемы (введением, например, повторителя) практически не приведет к улучшению качественных показателей усилителя.

Представляют интерес следующие возможности улучшения параметров, характеризующих входную цепь:

1) применение в первом усилительном каскаде активной или комплексной отрицательной обратной связи по току;

2) использование в качестве первого каскада повторителя;

3) применение индуктивной коррекции во входной цепи;

4) осуществление взаимной коррекции входной цепи и первого каскада.

Последовательная отрицательная обратная связь во входном каскаде позволяет увеличить входное сопротивление и уменьшить входную емкость. Степень изменения этих величин зависит от глубины обратной связи $1 + K_1\beta$, где β — коэффициент передачи цепи обратной связи. При обратной связи по току β определяется отношением нагрузок активного элемента в цепях коллектора и эмиттера (биполярный транзистор), стока и истока (полевой транзистор) или анода и катода (лампа).

При каскаде на биполярном транзисторе (схема с общим эмиттером) имеет значение воздействие обратной связи как на $R_{вх}$, так и на $C_{вх}$. При каскаде на полевом транзисторе (схема с общим истоком) практически существенно влияние обратной связи лишь на величину входной емкости, так как входное дифференциальное сопротивление каскада на полевом транзисторе и без введения обратной связи достаточно велико. Следует отметить, что не всегда в каскаде на полевом транзисторе при схеме включения с общим истоком можно осуществить достаточно глубокую обратную связь и одновременно получить коэффициент усиления первого каскада $K_1 \gg 1$. Этому препятствует сравнительно малая крутизна характеристики тока стока, в связи с чем для получения большого коэффициента усиления при глубокой обратной связи требуются соответственно и бóльшие сопротивления в стоковой и истоковой цепях. Последнее приводит к возрастанию времени установления первого каскада, а также к необходимости располагать источником питания с достаточно большим напряжением. Часто напряжение источника питания ограничено и, следовательно, не представляется возможным обеспечить при больших сопротивлениях нагрузки необходимый режим работы каскада, отвечающий высокому положению рабочей точки на поле стоковых характеристик (высокому положению рабочей точки соответствует и более высокая крутизна характеристики тока стока).

В ламповых усилителях из-за высокого входного активного сопротивления и относительно малой входной динамической емкости каскада на пентоде различия в схеме первого каскада практически слабо влияют на параметры входной цепи.

В транзисторных усилителях существенное улучшение параметров входной цепи, если в этом имеется необходимость, можно полу-

чить, применив на входе усилителя каскад с общим коллектором или с общим стоком (аналоги лампового каскада с общим анодом — катодного повторителя). При этом следует иметь в виду, что повторитель имеет коэффициент передачи меньше единицы и, следовательно, его использование вместо каскада с отрицательной обратной связью по току оправдано лишь тогда, когда требуется максимально снизить время установления входной цепи. Особенно эффективно в качестве входного каскада использовать повторитель на полевом транзисторе. Высокое входное сопротивление и малая входная емкость повторителя на полевом транзисторе позволяет одновременно получить близкий к единице коэффициент передачи и малое время установления входной цепи.

Если источник имеет относительно высокое выходное сопротивление и большую выходную емкость, может возникнуть необходимость в уменьшении времени установления входной цепи в еще большей степени, чем это достигается с помощью отрицательной обратной связи по току в первом каскаде или при использовании повторителя в качестве первого каскада. В указанном случае, наряду с применением обратной связи в первом каскаде, входную цепь можно дополнить корректирующей индуктивностью (см. схему 4.25). Здесь следует указать на то, что при параллельной схеме коррекции уменьшение времени установления сопровождается снижением коэффициента передачи входной цепи, особенно при малом входном сопротивлении первого каскада. Кроме того, при коррекции индуктивностью возможные отклонения данных выходного сопротивления источника сигнала (например, в случае смены источника сигнала) могут оказать влияние на параметры схемы входной цепи. В частности, при меньшей, чем это предусмотрено расчетом, выходной емкости источника сигнала, выброс в переходной характеристике усилителя может превзойти допустимый.

Входная цепь, схема которой изображена на рис. 2.1, характеризуется монотонной переходной характеристикой. При указанной переходной характеристике входной цепи можно так выбрать схему коррекции первого каскада, при которой его переходная характеристика имела бы значительный выброс, а в переходной характеристике пары (входная цепь — первый каскад) выброс бы отсутствовал или не превышал бы допустимой величины.

Такая взаимная коррекция является эффективным средством, позволяющим компенсировать значительную длительность времени установления входной цепи (см. схему 5.7).

§ 2.2. ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Выходной каскад рассматривается отдельно от остальных каскадов усилителя ввиду некоторых особенностей его расчета. Выходной каскад работает на сопротивление нагрузки, отличающееся, как правило, от сопротивления нагрузки предварительных каскадов. Существенным является требование, касающееся величины выходного

напряжения и его полярности. В связи с этим возникает вопрос о пригодности того или иного активного элемента к использованию в выходном каскаде усилителя. Следует отметить, что когда выходным каскадом усилителя является эмиттерный (а равно, катодный или истоковый) повторитель, на управляющем электроде активного элемента предоконечного каскада может также оказаться значительный сигнал. Методика расчета предоконечного каскада в этом случае будет такой же, как и выходного каскада (выбор активного элемента, выбор положения рабочей точки и пр.).

При выборе схемы и активного элемента выходного каскада следует учитывать:

— данные нагрузки;

— амплитуду и полярность импульса на выходе усилителя;

— коэффициент усиления и время установления всего усилителя.

1. ВЫХОДНОЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Выходной каскад на биполярном транзисторе (так же как и на любом другом типе активного элемента) целесообразно рассматривать отдельно от остальных каскадов. Оконечный каскад при допустимых искажениях должен обеспечить необходимую амплитуду импульса напряжения на нагрузке усилителя, которая в общем случае отличается от нагрузки предшествующих каскадов.

Транзистор выбирают по граничной частоте усиления по току в схеме с общим эмиттером $f_т$ (на этой частоте, как указывалось выше, $|\dot{h}_{21э}| = 1$) или по максимальной частоте генерации транзистора $f_г$. Граничная частота $f_т$ должна удовлетворять условию

$$f_т \geqslant \frac{3}{t_у}, \tag{2.3}$$

где $t_у$ — время установления всего усилителя.

Напомним, что $f_т$ и $f_г$ связаны приближенным равенством

$$f_т = 8\pi r_б C_к f_г^2. \tag{2.4}$$

Выбор режима работы оконечного каскада, выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки выполняются в соответствии с рекомендациями, изложенными в гл. 3.

При большом сигнале, если учесть, что время нарастания фронта импульса отлично от нуля, ток и напряжение импульса последовательно проходят значения от $I_{к0}$ до $I_{к0} \pm I_m$ и от $E_{к0}$ до $E_{к0} \pm \pm U_{вых}$ ($I_{к0}$ и $E_{к0}$ — координаты положения рабочей точки). Знак перед I_m и $U_{вых}$ зависит от полярности выходного импульса на нагрузке в цепи коллектора или эмиттера.

Для расчета искажений формы импульса в выходном каскаде допустимо в первом приближении пользоваться усредненными низкочастотными и высокочастотными параметрами транзистора, которые соответствуют средним мгновенным значениям тока и напряжения [10].

Рекомендуемая в работе [10] и принятая здесь методика расчета дает сравнительно грубую оценку искажений формы сигнала в случае, когда сигнал нельзя считать малым. Характер переходного процесса при большом сигнале в значительной мере зависит от того, как изменяются параметры транзистора в пределах рабочего участка динамической характеристики. Очевидно, что большему сигналу соответствует и большее изменение параметров. Их зависимость от мгновенных значений тока и напряжения указывает на то, что оконечный каскад усилителя (а иногда и предоконечный) следует рассматривать как каскад с заметной нелинейностью. В частности, в связи с указанной нелинейностью возникает некоторое различие в характере воспроизведения переднего и заднего фронтов усиливаемых импульсов. К настоящему времени методика инженерного расчета усилителя при большом сигнале еще не разработана в полной мере, поэтому ограничиваются расчетом, носящим приближенный характер.

В качестве меры, позволяющей несколько ослабить влияние изменения параметров транзистора, можно указать на целесообразность выбора такого режима работы каскада, который соответствовал бы возможно меньшему изменению тока коллектора (т. е. по возможности большему наклону динамической линии нагрузки), поскольку изменение тока коллектора оказывает значительно большее влияние на характер процесса, чем изменение напряжения на коллекторе. Благоприятное влияние оказывает также применение отрицательной обратной связи.

Итак, приступая к проектированию выходного каскада, следует предварительно произвести пересчет параметров транзистора, которые указаны в справочнике для тока $I_{\text{к.справ}}$ и напряжения $E_{\text{к.справ}}$ соответственно к значениям $I_{\text{к0}} \pm I_m/2$ и $E_{\text{к0}} \pm U_{\text{вых}}/2$.

Усредненные за время действия импульса параметры согласно § 1.4 определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned}
g_{11} &= \frac{I_{\text{к0}} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к. справ}}}\, g_{11\,\text{справ}},\\
g_{21} &= \frac{I_{\text{к0}} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к. справ}}}\, g_{21\,\text{справ}},\\
g_{22} &= \frac{I_{\text{к0}} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к. справ}}}\, g_{22\,\text{справ}},\\
\tau &= \frac{I_{\text{к0}} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к. справ}}} \cdot \frac{g_{21\,\text{справ}}\, r_{\text{б}}}{2\pi f_{\text{т}}\, m_{\text{т}}},\\
C_{\text{к}} &= \sqrt{\frac{E_{\text{к. справ}}}{E_{\text{к0}} \pm 0{,}5\,U_{\text{вых}}}}\, C_{\text{к. справ}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (2.5)$$

При положительном импульсе напряжения на выходе усилителя (нагрузка в цепи коллектора) перед $0{,}5\ I_m$ в (2.5) берется знак «+», а перед $0{,}5\ U_{\text{вых}}$ знак «—». При отрицательном выходном импульсе — знаки обратные.

При усилении импульсов обеих полярностей импульсу каждого знака соответствуют свои усредненные параметры и, следовательно, искажение импульсов будет разным. Для положительного выходного импульса и нагрузки в цепи коллектора усредненные параметры представляются параметрами транзистора в точке плоскости выходных характеристик, имеющей координаты $I_{к0} + 0{,}5 I_m$ и $E_{к0} - 0{,}5\ U_{вых}$. Для отрицательного выходного импульса координаты точки соответственно равны $I_{к0} - 0{,}5 I_m$ и $E_{к0} + 0{,}5\ U_{вых}$.

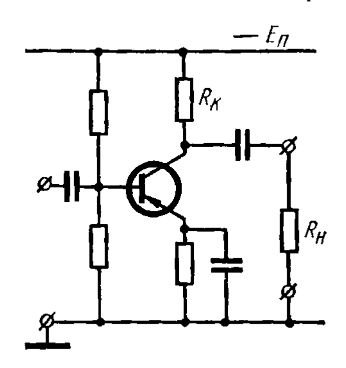


Рис. 2.2. Принципиальная схема выходного каскада (сопротивление нагрузки — $R_н$)

В отличие от каскада предварительного усиления, нагрузкой которого является сравнительно малое входное сопротивление следующего каскада, сопротивление нагрузки $R_н$ выходного каскада (рис. 2.2) может иметь разную величину. Случай большого сопротивления нагрузки, когда справедливо неравенство $R_н \gg R_к$, практически означает работу усилителя на входную емкость следующего за ним прибора или устройства (электронно-лучевая трубка, электронная лампа и т. д.). При большом сопротивлении $R_н$ сопротивление $R_к$ можно определить по требуемому углу наклона динамической линии нагрузки, исходя из выбранного режима работы транзистора.

Выбор режима работы и схемы температурной стабилизации рабочей точки, определение сопротивлений резисторов в цепях коллектора и эмиттера и расчет элементов схемы температурной стабилизации подробно рассматриваются в гл. 3. Там же указывается графическое построение, ва основе которого определяется коэффициент усиления выходного каскада.

В усилителе на лампах при работе на согласованную линию с волновым сопротивлением $Z_в = 70—100$ Ом в качестве выходного каскада применяется почти исключительно катодный повторитель. Использование в этом случае каскада с общим катодом при крутизне характеристики анодного тока лампы порядка 10 мА/В не приводит к увеличению коэффициента передачи, который остается меньше единицы. Иначе обстоит дело при использовании транзистора в выходном каскаде. Выходной каскад на транзисторе, выполненный по схеме с общим эмиттером (рис. 2.3), позволяет при работе на линию получить коэффициент усиления больше единицы, что объясняется значительной крутизной коллекторного тока g_{21}, имеющей порядок 50 мА/В.

При работе на линию согласование можно выполнить как на выходе, так и на входе линии [6; 42]. При согласовании на входе сопротивление резистора в цепи коллектора $R_к$ принимается равным волновому сопротивлению линии, поскольку выходное сопротивление транзистора достаточно велико. Согласование на входе позволяет применить для передачи напряжения в нагрузку переходной конден-

сатор относительно малой емкости (доли микрофарады), если резистор R на выходе линии не выполняет функции согласующего и его сопротивление много больше волнового сопротивления линии. Таким образом, согласование на входе дает возможность обеспечить малый спад вершины импульса при использовании переходного конденсатора небольшой емкости.

Если к усилителю предъявляется требование малого выходного сопротивления, то в этом случае целесообразнее использовать в качестве оконечного каскада эмиттерный повторитель. Следует, однако, иметь в виду, что процесс установления в эмиттерном повторителе

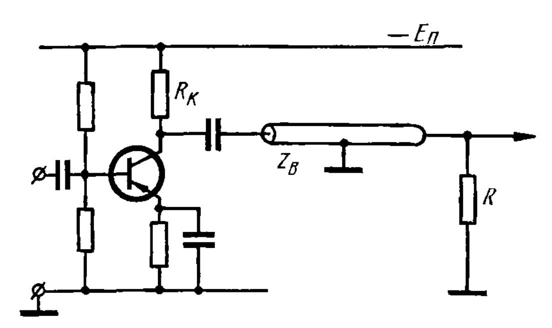


Рис. 2.3. Принципиальная схема выходного каскада, нагруженного на кабельную линию

может быть как монотонным, так и колебательным (см. описание схемы 4.5), причем колебательный характер установления с большим выбросом возникает обычно при достаточно большой емкости нагрузки.

При большом выходном сигнале оконечный каскад рассчитывается на требуемую величину выходного напряжения или на наибольшее напряжение, допускаемое транзистором, если оно незначительно превышает требуемое.

Следует указать на две возможности уменьшения времени установления выходного каскада:

— применение коррекции,

— работа с возможно бо́льшим импульсом тока.

Если амплитуда импульса напряжения на выходе усилителя равна требуемой и транзистор полностью используется по импульсу тока, то возможности данного транзистора в отношении уменьшения времени установления выбором режима его работы можно считать исчерпанными.

Время установления оконечного каскада желательно по возможности приблизить к времени установления предварительного каскада. Расчет выходного каскада на минимальное время установления оправдывается только в том случае, если при этом его время установления приближается к времени установления промежуточного каскада со стороны большего значения. В противном случае, если это возможно, следует увеличить сопротивление нагрузки для переменного тока и работать с меньшим импульсом тока. При этом время

установления выходного каскада увеличивается. Это увеличение компенсируется соответствующим ростом коэффициента усиления оконечного каскада и снижением общего коэффициента усиления и общего времени установления предварительных каскадов. Если выходной каскад — эмиттерный повторитель, имеющий относительно малое время установления, то в этом случае выбор режима и времени установления предоконечного каскада производится так же, как и выходного каскада.

В оконечных каскадах импульсных усилителей используются такие же схемы высокочастотной и низкочастотной коррекции, как и в предварительных каскадах. В частности, при большом сопротивлении нагрузки, а также в случае емкостной нагрузки можно использовать схему с параллельной коррекцией (коррекцией индуктивностью), расчет которой приводится в гл. 4.

Рекомендуется следующий порядок расчета выходного каскада.

1. Выбирают тип транзистора, используя соотношение (2.3).

2. На основании известных из технических условий на усилитель данных об амплитуде и полярности выходного импульса и характера сопротивления нагрузки в соответствии с указаниями, изложенными в гл. 3, производится выбор режима транзистора, а также выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки.

3. По выходным характеристикам в соответствии с выбранным режимом определяются координаты точки ($I_{к0} + I_m/2$ и $E_{к0} - U_{вых}/2$ или $I_{к0} - I_m/2$ и $E_{к0} + U_{вых}/2$), к которой должны быть пересчитаны низкочастотные и высокочастотные параметры. По формулам (2.5) и справочным данным о низкочастотных и высокочастотных параметрах транзистора (см. также приложение 1) производят пересчет параметров к указанной точке.

4. Выбирают схему высокочастотной коррекции выходного каскада (см. § 4.1) и выполняют ее расчет.

Суждение о приемлемости схемы выносится на основании расчета времени установления выходного каскада $t_{у.вых}$ при допустимой величине выброса (обычно при $\delta < 3 \div 4\%$). Предварительным критерием может служить близость $t_{у.вых}$ к значению 0,6 $t_у$, где $t_у$ — общее время установления усилителя. Применяя тот или иной вид коррекции, желательно приблизить (по возможности) $t_{у.вых}$ к указанной величине.

На этом предварительный расчет выходного каскада можно считать законченным. Далее после расчета каскадов (секций) предварительного усиления следует сопоставить времена установления выходного каскада и каскада предварительного усиления. При заметном отличии (более чем на 25—30%) времен установления следует, если это возможно и целесообразно, принять меры к их выравниванию. В некоторых случаях выравнивание может привести к сокращению числа каскадов усилителя. Но часто оно связано с усложнением усилителя и применением более сложных схем коррекции. Целесообразность усложнения следует оценить в каждом конкретном случае, привлекая для этого соображения, связанные с предполагаемыми условиями производства и эксплуатации проектируемого усилителя.

Заметим, что малое $t_{у.вых}$ по сравнению с временем установления предварительного каскада указывает на возможность в ряде случаев облегчить режим работы транзистора, сделать его более экономичным. Выбирая большее сопротивление нагрузки переменному току (при этом увеличивается наклон динамической характеристики), можно снизить величину импульса тока и обеспечить более высокую стабильность работы выходного каскада.

2. ВЫХОДНОЙ КАСКАД НА ЛАМПЕ И ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Вопросы проектирования выходного каскада на лампе и выходного каскада на полевом транзисторе рассматриваются совместно в связи с близостью характеристик этих активных элементов. $\dot{Y}$-параметры электронной лампы и полевого транзистора представляются аналогичными выражениями.

Для активного элемента выходного каскада особое значение имеет допускаемый этим элементом максимальный импульс тока I_m в цепи нагрузки. Полевые транзисторы имеют меньшую величину импульса тока и допускают меньшую амплитуду импульса напряжения на нагрузке, чем электронные лампы, используемые в выходных каскадах усиления мощности видеочастоты (6Э5П, 6П9, 6П15П). Поэтому, например, при емкостной нагрузке усилителя для получения одинакового выходного напряжения ($U_{вых} = I_m R$) сопротивление резистора R в цепи стока полевого транзистора должно быть выбрано большей величины, чем в анодной цепи лампы. Из этого следует, что время установления выходного каскада на полевом транзисторе при указанных условиях также будет соответственно больше. Крутизна характеристики тока стока полевого транзистора меньше крутизны характеристики анодного тока лампы. Поэтому коэффициент усиления каскада на полевом транзисторе соответственно меньше коэффициента усиления лампового каскада.

Наибольшая амплитуда импульса напряжения, которую можно получить на выходе усилителя, зависит от данных активного элемента, используемого в выходном каскаде, сопротивления нагрузки усилителя, а также от полярности импульса. Максимальная амплитуда импульса напряжения соответствует наибольшему импульсу тока, который допускает при данной полярности импульса и данном сопротивлении нагрузки выбранный активный элемент.

Для выходного каскада импульсного усилителя желательно выбрать активный элемент, который имел бы большую крутизну характеристики выходного тока, малые входную и выходную паразитные емкости и подходил бы по своему импульсу тока. Здесь следует отметить, что достоинство того или иного активного элемента, заключающееся в малой по сравнению с другими активными элементами выходной емкости, не может заметно повлиять на время установления или на коэффициент усиления в случае, когда усилитель работает на емкость, превышающую в несколько раз выходную емкость активного элемента. Расчет выходного каскада должен показать, насколь-

ко выбранный активный элемент является пригодным по своему импульсу тока и не следует ли заменить первоначально выбранный активный элемент другим, с другим максимально допустимым импульсом тока или применить параллельное соединение двух активных элементов.

Рассмотрим методику расчета выходного каскада в случае чисто емкостной нагрузки усилителя. Приводимая далее методика одинаково справедлива как для выходного каскада на лампе, так и для выходного каскада на полевом транзисторе. Предполагается, что усиленный импульсный сигнал снимается с анода лампы или соответственно со стока полевого транзистора. Указанный вид нагрузки означает, что усилитель должен быть рассчитан для работы на общую емкость

$$C_{\text{н}} = C_{\text{вых. акт. эл}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}}',$$

где $C_{\text{вых. акт. эл.}}$ — выходная емкость активного элемента оконечного каскада; $C_{\text{м}}$— емкость монтажа; $C_{\text{н}}'$ — емкость нагрузки.

Положим далее, что на сопротивлении нагрузки напряжение импульса должно быть равно $U_{\text{вых}}$. Первоначально ведем расчет каскада на минимальное время установления. Это означает, что импульс тока следует выбрать самым большим, который допускает данный активный элемент.

Импульс тока активного элемента выходного каскада, в котором отсутствует коррекция, должен удовлетворять неравенству

$$I_m \geqslant \frac{2,2 U_{\text{вых}} C_{\text{н}}}{t_{\text{у. вых}}}, \tag{2.6}$$

где $t_{\text{у. вых.}}$ — время установления выходного каскада.

Из совокупности активных элементов, удовлетворяющих условию (2.6), следует ориентировочно выбрать тот, который обладает наименьшим импульсом тока. При этом выходной каскад будет потреблять меньше энергии от источника питания и, следовательно, указанное решение представится более выгодным.

В условии (2.6) время установления выходного каскада можно принять равным $\sim 0,6$ от времени установления усилителя.

Если в выходном каскаде применить коррекцию, то в этом случае необходимый импульс тока будет меньше определяемого правой частью (2.6) в $2,2/t_{\text{у}}'$ раз (при наличии коррекции $t_{\text{у}}' < 2,2$).

Время установления оконечного каскада

$$t_{\text{у вых.}} = t_{\text{у}}' R_{\text{н}} C_{\text{н}}. \tag{2.7}$$

Значение $t_{\text{у}}'$ связано с выбором схемы высокочастотной коррекции (см. § 4.3). Если коррекция не предусматривается, то $t_{\text{у}}' = 2,2$. При выборе схемы коррекции следует иметь в виду, что возможные в процессе эксплуатации изменения данных нагрузки могут заметно повлиять на форму переходной характеристики выходного каскада и всего усилителя. Особенно это проявляется при использовании в выходном каскаде сложной схемы коррекции. Для суждения о возможности при непостоянстве нагрузки ввести коррекцию в выходной

каскад следует, используя указанные в технических условиях сведения о диапазоне возможных изменений данных нагрузки, установить, как при введении высокочастотной коррекции изменяются длительность фронта нарастания импульса и особенно величина выброса.

При дальнейшем расчете (см. § 2.3) должно быть определено время установления предварительного каскада (время установления предварительных каскадов предполагается одинаковым). Если окажется, что времена установления предварительного и оконечного каскадов отличаются друг от друга не более чем на 25—30%, то это означает, что выбор активного элемента оконечного каскада произведен правильно.

Если время установления предварительного каскада существенно больше времени установления оконечного, то это дает возможность: а) применить в выходном каскаде активный элемент с меньшим импульсом тока и соответственно выбрать большее сопротивление резистора в анодной цепи лампы или в цепи стока полевого транзистора, б) отказаться от применения высокочастотной коррекции, если она предварительно предполагалась в выходном каскаде.

В указанном случае заметного несоответствия времен установления при уточнении расчета время установления на все каскады, включая оконечный и входной (если он только не катодный или истоковый повторитель), принимается одинаковым. Далее, исходя из времени установления, определяется новое значение сопротивления нагрузки $\left(R_н = \frac{t_{у.\,вых}}{t'_у C_н}\right)$. Найдя последнее, легко определить новое значение импульса тока и далее — амплитуду импульса напряжения на входе оконечного каскада и его коэффициент усиления.

Еще раз подчеркнем, что не следует пренебрегать возможностью замены активного элемента с большим импульсом тока активным элементом с меньшим импульсом тока, так как последний отбирает меньшую мощность от источника питания.

Наконец, в случае если время установления оконечного каскада существенно больше времени установления предварительного, то это указывает на то, что желательно применить активный элемент с бóльшим импульсом тока (если для этой цели имеется подходящая лампа или полевой транзистор) или соединить два активных элемента параллельно. Следует иметь в виду, что при параллельном соединении активных элементов возрастает паразитная емкость, действующая параллельно сопротивлению нагрузки, а также входная емкость оконечного каскада.

Рассмотрим случай, когда нагрузкой усилителя являются активное сопротивление $R_н$ или $R_н$ и емкость $C_н$.

Сопротивление нагрузки присоединяется к усилителю обычно через разделительный конденсатор (рис. 2.4). Амплитуда импульса тока определяется по сопротивлению нагрузки в выходной цепи для переменного тока, т. е.

$$I_m = \frac{U_{вых}}{R_\sim}, \qquad (2.8)$$

где

$$R_{\sim} = \frac{RR_{\text{н}}}{R + R_{\text{н}}}. \qquad (2.9)$$

Далее по импульсу тока подбирается соответствующий активный элемент.

Следует указать, что сопротивление резистора R нельзя выбрать значительным, как это желательно с точки зрения уменьшения импульса тока, так как на резисторе R в этом случае будет падать большое напряжение. При этом напряжение на аноде лампы или на стоке полевого транзистора может оказаться меньше необходимого для нормальной работы активного элемента.

Расчет катодного или истокового повторителя отличается некоторыми особенностями от расчета каскада с нагрузкой в анодной или стоковой цепи.

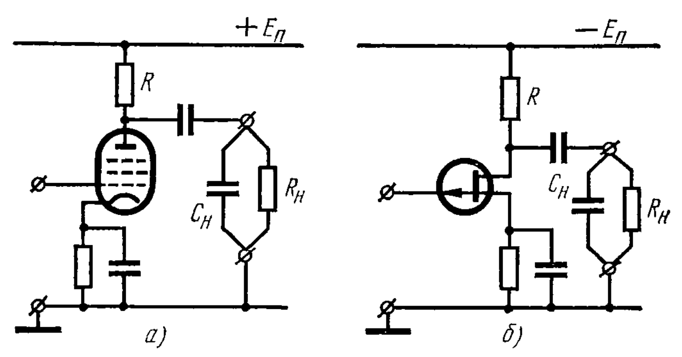


Рис. 2.4. Принципиальная схема выходного каскада:
а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Отметим, что пентодное включение лампы катодного повторителя дает примерно тот же эффект, как и в случае, когда лампа катодного повторителя работает в триодном режиме. При использовании пентода крутизна динамической характеристики на рабочем участке сохраняется достаточно высокой также и при сравнительно больших сопротивлениях нагрузки.

Преимуществом триодного включения является простота подключения лампы, а также немного бо́льшая линейность динамической характеристики анодного тока. При работе на низкоомный кабель или на малое нагрузочное сопротивление предпочтительно триодное включение лампы, так как в этом случае динамическая характеристика близка к статической.

Время установления фронта переходной характеристики катодного или истокового повторителя (рис. 2.5)

$$t_{\text{у}} = 2{,}2 \frac{CR}{1 + SR}, \qquad (2.10)$$

где C и R — соответственно емкость и сопротивление в цепи катода лампы или в цепи истока полевого транзистора.

В отличие от каскада с нагрузкой в анодной или стоковой цепи время установления катодного или истокового повторителя не возрастает прямо пропорционально сопротивлению нагрузки. Действительно, умножая числитель и знаменатель (2.10) на S, найдем

$$t_у = 2{,}2 C \frac{1}{S} \cdot \frac{SR}{1+SR}.$$

При $SR \gg 1$ получим

$$t_у \approx 2{,}2 C \frac{1}{S}. \qquad (2.11)$$

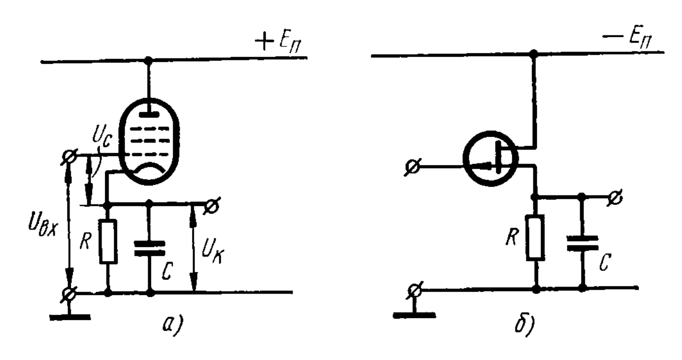


Рис. 2.5. Принципиальная схема повторителя:
а — катодный повторитель; *б* — истоковый повторитель

Таким образом, при достижении R некоторого значения дальнейшее его увеличение не ведет к заметному возрастанию времени установления повторителя. Выражение (2.11) следует рассматривать как предел для времени установления катодного или истокового повторителя.

Сравнивая (2.11) с выражением для времени установления каскада с нагрузкой в анодной или стоковой цепи (при отсутствии коррекции $t_у = 2{,}2\ C_п R_\sim$), видим, что в (2.11) место сопротивления нагрузки занимает внутреннее сопротивление повторителя $1/S$, которое обычно (исключая случай работы на линию) значительно меньше сопротивления нагрузки. Следовательно, в катодном или истоковом повторителе выбор сопротивления резистора R при $SR \gg 1$ не связывается соображениями времени установления. Увеличение сопротивления нагрузки выгодно с точки зрения уменьшения используемого участка характеристики активного элемента или, что то же самое, с точки зрения уменьшения импульса тока. Это позволяет либо выбрать для работы участок характеристики активного элемента с относительно большей средней крутизной, либо применить активный элемент с меньшим импульсом тока. Вместе с тем чрезмерное увели-

чение сопротивления R нежелательно, так как при этом снижается напряжение на активном элементе повторителя.

Выходной каскад лампового усилителя или усилителя на полевых транзисторах можно выполнить либо с нагрузкой в анодной или стоковой цепи, либо с нагрузкой в цепи катода или истока.

Далее на примере лампового усилителя сравниваются две схемы оконечного каскада. Результаты сравнения справедливы также и для усилителя на полевых транзисторах.

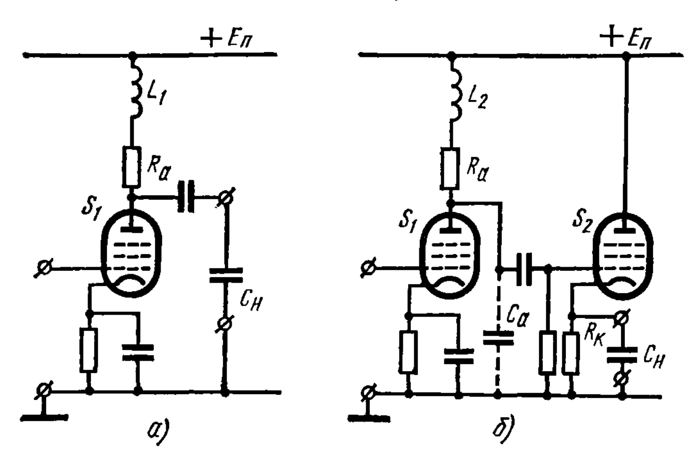


Рис. 2.6. Схемы выходных каскадов усилителя:
а — реостатный каскад с параллельной схемой коррекции, нагруженный на емкость $C_н$; б — катодный повторитель, нагруженный на емкость $C_н$ с предшествующим ему реостатным каскадом с параллельной схемой коррекции

Применение катодного повторителя в качестве последнего каскада усилителя позволяет снизить время установления усилителя. Но это возможно лишь при выполнении приводимого далее условия, установленного на основе сравнения двух вариантов схем выхода усилителя.

Сравниваемые схемы выхода усилителя показаны на рис. 2.6. Схема выходного каскада (рис. 2.6, *а*) представляет обычный каскад, имеющий емкостную нагрузку $C_н$ в анодной цепи. Схема рис. 2.6, *б* содержит два каскада — оконечный, представляющий катодный повторитель с той же емкостной нагрузкой $C_п$ в катодной цепи, и предшествующий ему предоконечный каскад. В обеих схемах предполагается простая (параллельная) коррекция (включением корректирующей катушки индуктивности последовательно с резистором $R_а$). Коэффициенты коррекции $k_1 = \frac{L_1}{C_н R_а^2}$ и $k_2 = \frac{L_2}{C_а R_а^2}$ приняты равными и соответствуют малому выбросу в переходной характеристике.

Предположим, что коэффициенты усиления сравниваемых схем примерно одинаковы (имея в виду, что $S_2 R_к \gg 1$ и, следовательно, коэффициент передачи катодного повторителя близок к единице).

Обозначим отношение времен установления этих схем через M, т. е. примем

$$M = \frac{t_{y1}}{t_{y2}},$$

где t_{y1} — время установления однокаскадной схемы (рис. 2.6, *а*); t_{y2} — время установления двухкаскадной схемы (рис. 2.6, *б*).

Можно показать [6], что величина M при $S_2 R_к \gg 1$ определяется выражением

$$M = \frac{C_н / C_а}{\sqrt{1 + \left(\frac{\frac{2,2}{t'_у} \cdot \frac{C_н}{C_а}}{S_1 R_а}\right)^2}}. \qquad (2.12)$$

Очевидно, что выигрыш во времени установления имеет место при $M > 1$.

При выполнении условия $\frac{2,2}{t'_у} \cdot \frac{C_н}{C_а} < \frac{S_1 R_а}{2}$ выигрыш во времени установления фронта переходной характеристики при использовании двухкаскадной схемы с катодным повторителем определяется выражением

$$M \approx \frac{C_н}{C_а}. \qquad (2.13)$$

Уменьшить время установления включением катодного повторителя можно только в случае, когда нагружающая усилитель емкость превышает действующую межкаскадную емкость $C_а$ (паразитная емкость в анодной цепи предоконечного и сеточной цепи оконечного каскадов). Как следует из (2.12), введение коррекции ($t'_у < 2,2$) уменьшает выигрыш во времени установления при использовании катодного повторителя. Это означает, что в ряде случаев альтернативой введению катодного повторителя может служить применение коррекции.

Следует отметить, что вводить катодный повторитель для уменьшения времени установления фронта переходной характеристики или увеличения коэффициента усиления усилителя целесообразно только тогда, когда это приводит к существенному выигрышу во времени фронта или в коэффициенте усиления. В противном случае, когда выигрыш, получаемый введением катодного повторителя, незначителен, увеличение числа ламп усилителя нельзя считать оправданным.

В случае когда нагрузкой усилителя является кабельная линия, на его выходе обычно применяется катодный или истоковый повторитель. Это связано со спецификой характера нагрузки усилителя. В ламповом усилителе (а иногда и в усилителе на полевых транзисторах, работающих при большом напряжении на стоке) при непосредственном подсоединении средней жилы кабеля к аноду лампы выходного каскада усилителя кабель оказывается под значительным напря-

жением постоянного тока, так как оболочка кабеля подключается к шасси, являющимся другим полюсом источника напряжения анодного питания. Кроме того, при наиболее часто применяемом согласовании на конце линии ввиду малого сопротивления нагрузки, равного при согласовании волновому сопротивлению кабеля, необходим разделительный конденсатор весьма большой емкости. Иначе, при малой постоянной времени разделительной цепи, могут возникнуть значительные искажения вершины импульса. При использовании катодного или истокового повторителя необходимость в разделительной емкости в большинстве случаев отсутствует. Следует также отметить, что для обычных значений волнового сопротивления кабеля (40—90 Ом) при средней крутизне характеристики лампы 10 мА/В включение линии в анодную цепь не дает заметного выигрыша в коэффициенте усиления выходного каскада.

Работу усилителя на не слишком длинную (несколько метров) несогласованную линию можно рассматривать как работу на емкостную нагрузку, равную произведению погонной емкости на длину кабеля [13]. При расчете усилителя замена реальной нагрузки эквивалентной емкостной нагрузкой допустима при условии, что геометрическая длина кабеля l в метрах численно меньше величины

$$\frac{70\,t_{\text{у}}}{\sqrt{\varepsilon}},$$

где $t_{\text{у}}$ — время установления всего усилителя, мкс; ε — электрическая постоянная материала заполнения кабеля.

Соответствующее значение емкости

$$C = 10^4 \frac{l\,(\text{м})\sqrt{\varepsilon}}{3\,Z_{\text{в}}\,(\text{Ом})}\ [\text{пФ}],$$

где $Z_{\text{в}}$ — волновое сопротивление кабеля.

Указанная рекомендация приводит к довольно грубому приближению. Точный же расчет сложен для практического применения.

§ 2.3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

Число предварительных каскадов усиления зависит от времени установления, коэффициента усиления, выбранной схемы высокочастотной коррекции и данных активного элемента. Применение коррекции позволяет уменьшить число предварительных каскадов. При этом выигрыш в уменьшении числа каскадов тем больше, чем меньше время установления и больше коэффициент усиления. Следует указать, что при достаточно малом времени установления нельзя получить значительное усиление из скольких бы каскадов ни выполнить усилитель. В этом случае надлежит обратиться к специальным схемам усилителей импульсов наносекундной длительности [38].

Время установления (в предположении малого выброса) и коэффициент усиления предварительных каскадов можно определить, воспользовавшись формулами:

$$
\left.\begin{aligned}
t_* &= \sqrt{t_{\text{у}}^2 - y_{\text{у. вх}}^2 - t_{\text{у. вых}}^2}, \\
K_* &= \frac{K}{K_{\text{вх}} K_{\text{вых}}},
\end{aligned}\right\} \tag{2.14}
$$

где $t_{\text{у}}$ и K — время установления и коэффициент усиления всего усилителя; $t_{\text{у.вх}}$ и $K_{\text{вх}}$ — время установления и коэффициент передачи входной цепи; $t_{\text{у.вых}}$ и $K_{\text{вых}}$ — время установления и коэффициент усиления выходного каскада.

Если к первому каскаду предъявляются такие требования, как наличие плавной регулировки усиления или линии задержки в одной из его цепей, т. е. если в схеме первого каскада предполагаются особенности, отличающие его от остальных каскадов, то в этом случае первый каскад рассчитывается отдельно. При этом время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов, исключая первый каскад, представляются выражениями:

$$
\left.\begin{aligned}
t_* &= \sqrt{t_{\text{у}}^2 - t_{\text{у. вх}}^2 - t_{\text{у1}}^2 - t_{\text{у. вых}}^2}, \\
K_* &= \frac{K}{K_{\text{вх}} K_1 K_{\text{вых}}},
\end{aligned}\right\} \tag{2.15}
$$

где $t_{\text{у1}}$ и K_1 — время установления и коэффициент усиления первого каскада.

При расчете первого каскада (при наличии в нем особенностей) следует задаться величиной $t_{\text{у1}}$, равной $0,4 \div 0,5\ t_{\text{у}}$. Правильность выбора времени установления $t_{\text{у1}}$ проверяется последующим сравнением этой величины с временем установления отдельного промежуточного каскада. Желательно (см. § 1.3), чтобы время установления первого каскада находилось в интервале

$$
0,8 \frac{t_*}{\sqrt{n}} \leqslant t_{\text{у1}} \leqslant 1,2 \frac{t_*}{\sqrt{n}}, \tag{2.16}
$$

где n — число промежуточных каскадов.

В случае, если $t_{\text{у1}}$ не удовлетворяет неравенству (2.16), следует задаться другим значением $t_{\text{у1}}$ и произвести перерасчет. Если в качестве первого каскада используется эмиттерный, катодный или истоковый повторитель и K_1 близко к единице, то условие (2.16) теряет справедливость, т. е. допустимо, чтобы $t_{\text{у1}}$ было меньше $0,8 \dfrac{t_*}{\sqrt{n}}$.

Рассмотрим вопрос о расчете усилителя на минимальное время установления при данном коэффициенте усиления ($K = \text{const}$) и на наибольший коэффициент усиления при данном времени установления ($t_{\text{у}} = \text{const}$).

Как известно, при $K = \text{const}$ уменьшить время установления усилителя можно увеличением числа его каскадов с одновременным снижением коэффициента усиления, приходящегося на один каскад. Однако снизить усиление отдельного лампового каскада допустимо лишь до величины $\sqrt{e} = 1,65$, при которой время установления уси-

лителя будет минимальным. Если $t_у$= const, то наибольшее общее усиление будет также при коэффициенте усиления каскада, равном $\sqrt{e}$. В обоих случаях связь оптимального числа каскадов $n_{опт}$ с общим коэффициентом усиления дается соотношением

$$n_{опт} = 2 \ln K, \tag{2.17}$$

которое справедливо, если усилитель содержит одинаковые каскады.

Следует отметить, что реализовать усилитель с минимальным временем установления по обычной схеме [39] целесообразно лишь в том случае, когда требуемый коэффициент усиления относительно мал. При большом коэффициенте усиления число каскадов усилителя будет значительным. Например, при $K = 1000$ оптимальное число каскадов равно 14.

Величина оптимального усиления отдельного каскада, равная $\sqrt{e}$, получена на основании выражения (1.3) [1; 3; 6]. Формула (1.3), как это уже указывалось в § 1.3, применительно к транзисторному усилителю является приближенной. Поэтому для усилителя на биполярных транзисторах величина $\sqrt{e}$ указывает только порядок оптимального коэффициента усиления, которым должен характеризоваться отдельный каскад.

Рекомендуется следующая последовательность расчета предварительных каскадов:

1) по формулам (2.14) или (2.15) определяются t_* и K_* — основные параметры, характеризующие совокупность предварительных каскадов усиления;

2) выбирается тип активного элемента;

3) ориентировочно определяется число каскадов;

4) решается вопрос о выборе схемы коррекции, уточняется число каскадов (усилительных секций);

5) выполняется расчет отдельных каскадов (усилительных секций).

Более высокую точность расчета можно получить при использовании для предварительного усиления однотипных каскадов или однотипных усилительных секций. Вопросы расчета отдельных каскадов с разными видами коррекции и усилительных секций из пар каскадов подробно рассматриваются в гл. 4 и 5. В § 5.3 приводится также методика точного определения основных параметров усилительных блоков, составленных из однотипных каскадов или из однотипных усилительных секций.

По значениям параметров t_* и K_* необходимое число предварительных каскадов удобно определить, воспользовавшись специально построенными графиками рис. 2.7. Здесь по оси ординат в логарифмическом масштабе отложено произведение добротности отдельного каскада D на время установления предварительных каскадов t_*, а по оси абсцисс — коэффициент усиления предварительных каскадов K_*. Легко показать, что связь Dt_* и K_* представляется при использовании логарифмического масштаба семейством прямых линий, каждая из которых соответствует определенному числу каскадов n.

Действительно, при коэффициенте усиления отдельного каскада K_1 при одинаковых предварительных каскадах имеем $K_* = K_1^n$. После логарифмирования получим

$$\lg K_* = n \lg K_1. \tag{2.18}$$

Замечая, что время установления отдельного каскада $t_{у1}$ приближенно выражается через время установления предварительных кас-

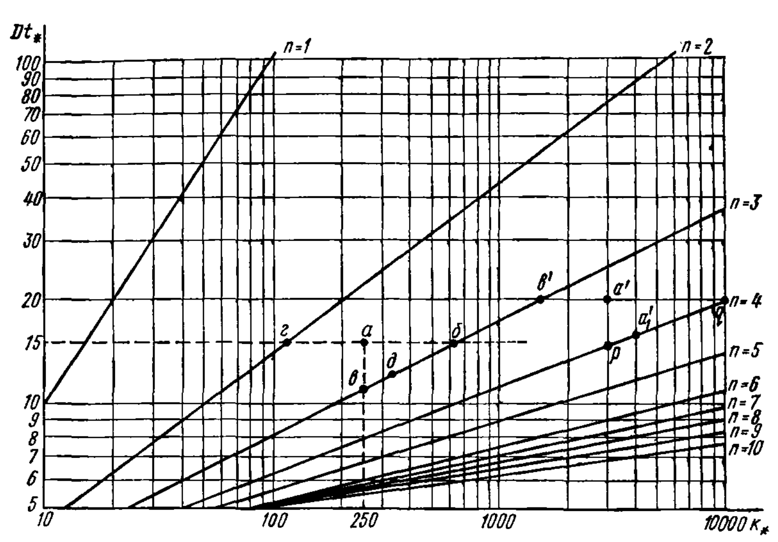


Рис. 2.7. Графики для определения числа предварительных каскадов по расположению точки с координатами Dt_* и K_*

кадов в виде $t_{у1} = t_* / \sqrt{n}$, для коэффициента усиления каскада при его добротности D можно записать

$$K_1 = Dt_{у1} = \frac{Dt_*}{\sqrt{n}}.$$

Подставляя выражение коэффициента усиления K_1 в (2.18), найдем

$$\lg K_* = n \cdot \lg Dt_* - n \lg \sqrt{n}$$

или

$$\lg Dt_* = \frac{1}{n} \lg K_* + \lg \sqrt{n}. \tag{2.19}$$

Если положить $y = \lg Dt_*$ и $x = \lg K_*$, то (2.19) можно представить в виде

$$y = \frac{1}{n} x + \lg \sqrt{n}.$$

Очевидно, что зависимость $y = \varphi(x)$ при $n = \text{const}$ графически изображается прямой линией. Следовательно, зависимость Dt_* от

K_* также представляется прямой линией при условии, что для Dt_* и K_* принят логарифмический масштаб.

Ориентировочное число предварительных каскадов можно определить по графикам рис. 2.7, исходя из положения точки с координатами Dt_* и K_*, которое она занимает среди семейства прямых $n = \text{const}$. Если «определяющая» точка в общем случае оказалась между прямыми, которые соответствуют числам каскадов k и $k + 1$, то такое положение указывает, что k каскадов недостаточно для реализации требуемых t_* и K_* и поэтому число каскадов следует принять равным $k + 1$. Если при расчете добротность D соответствовала, например, случаю некорректированного каскада, то введение коррекции в один или два каскада может позволить выполнить предварительное усиление на k каскадах. Число каскадов, в которые надо ввести коррекцию, зависит от близости определяющей точки к прямой, соответствующей k каскадам. Примеры ориентировочного определения числа каскадов с помощью графиков рис. 2.7. приводятся далее.

При использовании для предварительного усиления усилительных секций с парами каскадов число секций следует принять равным (ориентировочно) половине необходимого числа каскадов. Указанное справедливо для секций, в которых оба каскада являются усилительными.

1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В многокаскадных усилителях в силу присущей транзисторам внутренней обратной связи данные нагрузки и источника сигнала влияют на параметры каскадов усилителя. Это влияние проявляется в направлениях от выходного каскада к первому и от первого к выходному.

Удобная для инженерной практики методика расчета многокаскадных усилителей с учетом взаимовлияния каскадов к настоящему времени еще не разработана в достаточной степени. Вместе с тем ввиду значительного разброса параметров транзисторов полный учет взаимодействия каскадов практически не повысил бы заметно точности расчета усилителя.

Далее приводится приближенный метод расчета предварительных каскадов усиления.

Транзистор для предварительных каскадов усилителя, так же как и для выходного каскада, выбирают по граничной частоте усиления по току в схеме с общим эмиттером $f_т$ или по максимальной частоте генерации транзистора $f_г$. При этом необходимо выполнить условие

$$f_т \geqslant \frac{3}{t_у} \qquad (2.20)$$

или равносильное ему (с учетом связи $f_т$ и $f_г$)

$$f_г \geqslant \sqrt{\frac{3}{8\pi r_б C_к t_у}}. \qquad (2.21)$$

Рабочую точку на поле выходных характеристик выбирают в соответствии с рекомендациями, приведенными в § 3.1. Обычно, если отсутствуют особые обстоятельства, можно выбрать координаты рабочей точки, рекомендуемые в справочнике (см. также приложение 1). При этом не возникает необходимости в пересчете параметров транзистора. Если рабочая точка выбрана с координатами, которые отличаются от указанных в справочнике, то в этом случае по формулам (1.22) и (1.23) производится пересчет низкочастотных и высокочастотных параметров к выбранному положению рабочей точки. Заметим, что положение рабочей точки связано с рассеиваемой транзистором мощностью. Для уменьшения последней (если это необходимо для установления определенного теплового режима) приходится выбирать относительно низкое положение рабочей точки на поле выходных характеристик. Очевидно, что такому положению рабочей точки соответствует пониженная крутизна характеристики коллекторного тока.

Перед определением ориентировочного числа каскадов по графикам рис. 2.7 следует по формулам (2.14) или (2.15) вычислить время установления t_* и коэффициент усиления K_* предварительных каскадов и далее найти произведение Dt_*. При расчете можно вначале ориентироваться на случай использования для предварительного усиления некорректированных каскадов и в соответствии с этим принять

$$D = \frac{g_{21}}{2{,}2\left[(1 + g_{21} r_б) C_к + 2\sqrt{g_{21} C_к \tau} - g_{11} \tau + \frac{\tau}{r_б}\right]}. \qquad (2.22)$$

На графики рис. 2.7 наносится «определяющая» точка a' с вычисленными координатами K_* и Dt_*. Если, как уже указывалось, она занимает положение между прямыми, которым соответствуют числа каскадов k и $k + 1$, то ориентировочно следует считать $k + 1$ за число предварительных некорректированных каскадов. Так, например, если $Dt_* = 20$, а $K_* = 3000$, то число предварительных каскадов следует ориентировочно принять равным четырем, так как точка a' (см. рис. 2.7) расположена между прямыми с $n = 3$ и $n = 4$.

Добротность отдельных каскадов с комплексной отрицательной обратной связью по току (с эмиттерной коррекцией), а также усредненная добротность каскадов, составляющих усилительную секцию и охваченных цепью обратной связи, примерно на 30% выше добротности некорректированного каскада.

Добротность каскада с параллельной схемой коррекции примерно на 40% выше добротности некорректированного каскада. Однако эффективность схемы параллельной коррекции заметно снижается при нагрузке на относительно низкое входное сопротивление следующего каскада, особенно если его входное сопротивление меньше сопротивления резистора, составляющего с катушкой индуктивности корректирующую цепь. При достаточно малом времени установления отдельного каскада (порядка 0,1—0,2 мкс) сопротивление в цепи коллектора обычно в несколько раз меньше входного сопротивления сле-

дующего каскада. В связи с этим эффективность индуктивной схемы коррекции оказывается приемлемой (см. пример 4.2 расчета предварительного каскада усиления с параллельной схемой коррекции).

Вопрос о выборе числа каскадов с учетом возможного применения коррекции в части каскадов подробно рассматривается в примере 2.1.

Приведенная методика определения числа каскадов является приближенной и справедлива, если коэффициент усиления отдельного каскада заметно меньше предельного значения g_{21}/g_{11}, а также, если предельная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером $f_т$ не превышает во много раз величину $3/t_у$. При большом коэффициенте усиления влияние динамической емкости возрастает, в связи с чем действительная ордината «определяющей» точки на графике рис. 2.7 оказывается меньше рассчитанной величины произведения Dt_*.

Ошибка в определении ординаты «определяющей» точки тем больше, чем ближе коэффициент усиления каскада к предельному значению g_{21}/g_{11}. Можно показать, что при увеличении коэффициента усиления ордината уменьшается относительно рассчитанного значения Dt_* не более чем в Q_f раз, причем

$$Q_f = \frac{1 + \eta^2\left(1 + \frac{1}{g_{11}\, r_б}\right)}{(1+\eta)^2 - g_{11}\, r_б}, \qquad (2.23)$$

где

$$\eta = 4\pi\, r_б\, C_к\, f_г \sqrt{m_т}.$$

Если требование к времени установления фронта импульса таково, что можно допустить большое время установления (порядка 1 мкс и более), то не возникает необходимости в использовании высокочастотных транзисторов (стоимость таких транзисторов выше). Если же требуется усиливать достаточно короткие импульсы с малым допустимым искажением их фронта, то коэффициент усиления отдельного каскада не будет высоким.

Таким образом, рекомендуемой методикой определения числа предварительных каскадов усилителя можно пользоваться при условии правильного подхода к выбору типа транзистора.

После определения числа каскадов рассчитывают коэффициент усиления и время установления отдельного каскада. При этом

$$\left.\begin{aligned} K_1 &= \sqrt[n]{K_*}, \\ t_{у1} &= \frac{t_*}{\sqrt{n}}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.24)$$

При использовании усилительных секций коэффициент усиления и время установления одной усилительной секции, содержащей m' каскадов (обычно $m' = 2$), определяются выражениями

$$\left.\begin{aligned} K_{\text{ус. с}} &= \sqrt[n/m']{K_*}, \\ t_{\text{у.ус. с}} &= t_* \sqrt{m'/n}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (2.25)$$

Величины K_1 и $t_{у1}$, а также $K_{\text{ус. с}}$ и $t_{\text{у.ус.с}}$ следует учитывать при расчете отдельного каскада или усилительной секции. Выбор схемы каскада или усилительной секции и их расчет ведется в соответствии с рекомендациями, приведенными в гл. 4 и 5.

По результатам расчета отдельного каскада или усилительной секции можно судить о правильности ориентировочно выбранного числа каскадов. При этом важно установить, можно ли сократить число предварительных каскадов и не следует ли пересмотреть расчет выходного каскада в отношении используемой в этом каскаде схемы высокочастотной коррекции, если время установления оконечного каскада заметно отличается от времени установления предварительного каскада.

Пример 2. 1. Определить (ориентировочно) число предварительных каскадов на транзисторах типа П403. Каскады предполагаются одинаковыми. Необходимый коэффициент усиления $K_* = 3000$. Время установления $t_* = 0{,}16$ мкс. Режим работы транзисторов: $I_{\text{к0}} = 5$ мА, $E_{\text{к0}} = -5$В.

Учитывая, что в задании указан типовой режим работы транзистора, отпадает необходимость в пересчете его параметров. Согласно таблице приложения 1 транзистор П403 характеризуется следующими данными: $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$пФ, $g_{11} = 0{,}0015$ См, $g_{21} = 80$ мА/В, $\tau = 0{,}007$ мкс.

Определяем добротность

$$D = \frac{g_{21}}{2{,}2\left[(1 + g_{21} r_б)\, C_к + 2\sqrt{g_{21} C_к \tau} - g_{11}\tau + \dfrac{\tau}{r_б}\right]} =$$

$$= \frac{80 \cdot 10^{-3}}{2{,}2\left[(1 + 80\cdot 10^{-3}\cdot 40)\, 5\cdot 10^{-12} + 2\sqrt{80\cdot 10^{-3}\cdot 5\cdot 10^{-12}\cdot 7\cdot 10^{-9}} - 1{,}5\cdot 10^{-3}\cdot 7\cdot 10^{-9} + \dfrac{7\cdot 10^{-9}}{40}\right]} \approx 125\ {}^1/_{\text{мкс}}.$$

Находим ординату «определяющей» точки

$$Dt_* = 125 \cdot 0{,}16 = 20.$$

На графике рис. 2.7 координатам $K_* = 3000$ и $Dt_* = 20$, как уже указывалось, отвечает точка a', которая находится между линиями, соответствующими числу каскадов $n = 3$ и $n = 4$. Следовательно, если предварительные каскады усиления выполнить без коррекции, то их число должно быть равно четырем.

Учитывая, что точка a' лежит выше линии $n = 4$, представляется возможным перевыполнить требования технических условий в отношении коэффициента усиления K_* (получить $K_* > 3000$), или времени установления (получить $t_* < 0{,}16$ мкс) или в отношении того и другого.

Очевидно, что число каскадов может быть только целым. Поэтому реально «определяющая» точка в рассматриваемом случае должна занять положение на линии $n = 4$. Для этой точки можно выбрать, например, положение a_1' (см. рис. 2.7). Этому положению соответствуют координаты $K_* = 4000$ и $Dt_* = 16$, т. е. в этом случае коэффициент усиления оказывается больше требуемого, а время установления меньше требуемого. Если совместить «определяющую» точку с точкой p, то при этом время установления будет минимальным ($Dt_* = 14{,}5$), а коэффициент усиления предварительных каскадов сохранит необходимую величину ($K_* = 3000$). Если же «определяющую» точку совместить с точкой q, то коэффициент усиления будет максимальным ($K_* = 10\,000$), а время установления сохранит требуемое значение ($Dt_* = 20$). «Определяющая» точка не может занять положение на линии $n = 4$ левее точки p и правее точки q (на продолжении линии $n = 4$), так как в этом случае нарушается одно из требований технических условий, либо в отношении K_*, либо в отношении t_*. Таким образом, для «определяющей» точки можно в принципе выбрать любое положение на участке pq линии $n = 4$.

Сказанное относилось к случаю, когда предварительные каскады усилителя предполагались некорректированными. Если применить, например, индуктивную схему коррекции или эмиттерную коррекцию в одном или большем числе каскадов, то при определенных условиях представляется возможность уменьшить число предварительных каскадов. Для этого надо оценить степень близости точки a' к линии $n = 3$ (для рассматриваемого здесь примера). Если отношение абсцисс точек a' и b' порядка 1,4 или меньше, то введение коррекции в один из каскадов позволит уменьшить число каскадов на один. Если указанное отношение абсцисс порядка двух, то здесь, применяя коррекцию в двух или в трех каскадах, также можно сократить число предварительных каскадов на один.

В рассматриваемом примере отношение абсцисс точек a' и b' приблизительно равно двум. Поэтому ориентировочно следует взять три предварительных каскада ($n = 3$) и в двух из них применить высокочастотную коррекцию. При этом время установления одного каскада (время установления некорректированного и корректированного каскадов желательно выбрать одинаковым)

$$t_{у1} = \frac{t_*}{\sqrt{n}} = \frac{0{,}16}{\sqrt{3}} \approx 0{,}093 \text{ мкс.}$$

Некорректированный и корректированный каскады будут иметь разные коэффициенты усиления. С учетом отношения абсцисс точек a' и b' (≈ 2) коэффициент усиления некорректированного каскада можно определить по формуле

$$K_{1\,\text{некор}} = \sqrt[n]{K_* / 2} = \sqrt[3]{3000/2} \approx 11{,}5.$$

Общий коэффициент усиления двух корректированных каскадов

$$K_{\text{кор}} = K_* / K_{1\,\text{некор}} = 3000/11{,}5 \approx 260.$$

Следовательно, отдельный каскад с коррекцией должен быть рассчитан на коэффициент усиления

$$K_{1\,кор} = \sqrt{K_{кор}} = \sqrt{260} \approx 16.$$

Практически для однотипности предварительных каскадов целесообразно ввести коррекцию во все предварительные каскады. Тогда при одинаковом времени установления каждый из корректированных каскадов должен иметь коэффициент усиления

$$K_1 = \sqrt[3]{K_*} = \sqrt[3]{3000} \approx 14{,}5.$$

Очевидно, что при введении коррекции во все три каскада предварительный усилитель при том же коэффициенте усиления можно выполнить с несколько меньшим временем установления, однако при этом не представляется возможным дополнительно уменьшить число каскадов. Таким образом, использование коррекции позволяет в данном случае сократить число каскадов в усилителе максимально на один каскад.

2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ЛАМПАХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Методика расчета предварительных каскадов усиления на лампах и полевых транзисторах в связи с близостью их характеристик в основном одинакова. Число каскадов предварительного усиления, так же как и при использовании биполярных транзисторов, можно найти с помощью графиков рис. 2.7 после определения коэффициента усиления K_* и времени установления t_* предварительных каскадов.

Способность активного элемента успешно выполнять свои функции при усилении импульсных сигналов характеризуется добротностью активного элемента

$$D_{акт.\,эл} = \frac{S}{C_{вх.\,акт.\,эл} + C_{вых.\,акт.\,эл}},$$

где S — крутизна характеристики выходного тока; $C_{вх.акт.\,эл}$ — входная емкость; $C_{вых.акт.\,эл}$ — выходная емкость; S, $C_{вх.акт.\,эл}$, $C_{вых.акт.\,эл}$ — параметры активного элемента.

Выбор активного элемента с возможно большей величиной добротности позволяет выполнить предварительное усиление на меньшем числе каскадов, получить экономически более выгодное решение.

Для лампы и полевого транзистора входная емкость для схемы включения соответственно с общим катодом и с общим истоком определяются выражениями

$$C_{вх.\,л} = C_{ск} + C_{сэ} + C_{са}(1 + K_0),$$

$$C_{вх.\,п.\,тр} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0),$$

где $C_{ск}$ — емкость сетка — катод; $C_{сэ}$ — емкость между управляющей и экранной сетками; $C_{са}$ — емкость сетка — анод; $C_{зи}$ — емкость

затвор — исток; $C_{зс}$ — емкость затвор — сток; K_0 — коэффициент усиления каскада.

Емкость $C_{са}$ пентода имеет порядок сотых долей пикофарады и поэтому практически, даже при большом коэффициенте усиления каскада, не влияет на величину входной емкости лампы. Аналогичная емкость затвор — сток полевого транзистора имеет существенно бо́льшую величину, определяемую единицами пикофарад, в связи с чем входная динамическая емкость полевого транзистора значительна и тем больше, чем больше коэффициент усиления каскада. Из этого следует, что обычный некорректированный каскад с общим истоком при $K_0 \gg 1$ оказывает своей входной емкостью большое влияние на параметры предшествующего каскада и сам испытывает аналогичное влияние со стороны такого же следующего каскада.

Крутизна характеристики тока стока полевого транзистора меньше крутизны характеристики анодного тока лампы. С учетом различия по входной емкости и крутизне выходного тока добротность полевых транзисторов примерно на порядок меньше добротности лампы, а также и биполярного транзистора. Большая емкость затвор — сток и относительно небольшая крутизна характеристики тока стока определяют некоторые особенности в построении схем усилителей на полевых транзисторах.

Вопросы выбора схемы и расчета предварительных каскадов усиления на лампах. При выполнении первоначального (эскизного) расчета и определении числа предварительных каскадов усиления на лампах можно ориентироваться на использование параллельной (простой) схемы коррекции и предполагать каскады одинаковыми. Это, однако, не исключает в дальнейшем, при уточнении расчета, применение в одном или большем числе каскадов коррекции иного вида, например, сложной коррекции или даже отказа от коррекции в части каскадов.

Итак, исходя из допускаемого выброса, следует выбрать коэффициент коррекции k $\left(k = \dfrac{L}{C_а R_а^2}\right)$ и по величине k определить $t_у'$ из графика рис. 2.8. Если нельзя допустить выброса в переходной характеристике усилителя, то его выполняют либо некорректированным ($k = 0$), либо принимают коэффициент коррекции равным 0,25. Эта величина коэффициента коррекции соответствует границе между апериодическим и колебательным характером установления напряжения в контуре, образованном L, $C_а$ и $R_а$. Если выброс всего усилителя не должен превышать 1,2%, коэффициент коррекции выбирается равным 0,36. Применительно к схеме параллельной коррекции выброс $\delta \approx 1{,}2\%$ является критическим (под критическим понимается выброс, который сохраняет свою величину при удвоении числа каскадов). Заметим, что различные схемы коррекции характеризуются и разным критическим выбросом. Так, например, для схемы сложной коррекции критический выброс в зависимости от соотношения параметров схемы коррекции составляет величину до 4,3%.

С увеличением числа каскадов выброс в переходной характеристике усилителя уменьшается, если коэффициент коррекции k выбран

меньше критического (т. е. такого, который соответствует критическому выбросу), и возрастает, если коэффициент коррекции превышает критическое значение.

Если усилитель по техническим условиям допускает выброс, больший чем 1,2%, то в этом случае следует задаться коэффициентом коррекции, равным $\sim 0,4 \div 0,5$, и по графику рис. 2.8 найти соответствующее значение t_y'. Далее надо определить величину произведения Dt_*, где

$$D = \frac{S}{t_y' \left(C_{\text{вх. л}} + C_{\text{вых. л}} + C_{\text{м}} \right)} \tag{2.26}$$

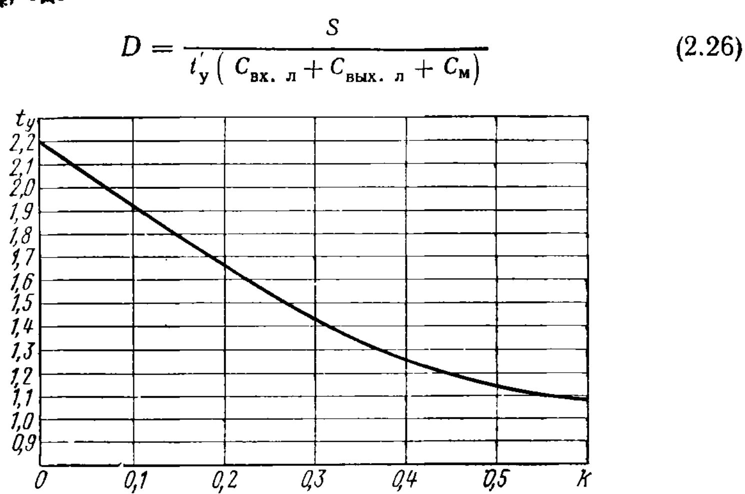


Рис. 2.8. Зависимость обобщенного времени установления t_y' от коэффициента коррекции k

и по графику рис. 2.7 найти положение точки с координатами Dt_* и K_*. Пусть, например, $Dt_* = 15$ и $K_* = 250$. Как видно из графика рис. 2.7, «определяющая» точка a с указанными координатами находится между прямыми, верхняя из которых соответствует двум, а нижняя — трем каскадам. Нахождение точки a в этом секторе означает, что двух каскадов недостаточно для получения нужных величин t_* и K_* и что надо взять три каскада. Однако точка a лежит не на прямой, соответствующей трем каскадам, а выше нее, следовательно, при трех каскадах можно получить при том же значении t_* коэффициент усиления больший, чем K_* (абсцисса точки $б$), или, при том же K_*, меньшее t_* (определяемое по ординате точки $в$). Очевидно также, что выбрав в качестве «определяющей» точку $д$, лежащую на прямой для $n = 3$ между точками $б$ и $в$, можно перевыполнить технические требования в отношении и t_*, и K_*.

Отношение абсцисс точек $б$ и a показывает, возможно ли в одном из каскадов отказаться от применения коррекции ввиду избытка усиления. Если это отношение больше отношения $2,2/t_y'$, то один из каскадов можно выполнить без коррекции. По отношению абсцисс точек a и $г$ можно судить о возможности применения в одном из каскадов сложной схемы коррекции, уменьшив при этом число каскадов.

Если последнее отношение составляет величину примерно 1,5, то следует оценить указанную возможность (и целесообразность) сокращения числа каскадов на один, использовав для этого в одном из оставшихся каскадов сложную коррекцию. Очевидно, что при этом следует учитывать производственные и эксплуатационные трудности, связанные с введением более сложного вида коррекции.

На графике рис. 2.9 приведена зависимость выброса от коэффициента коррекции k для разного числа каскадов при использовании

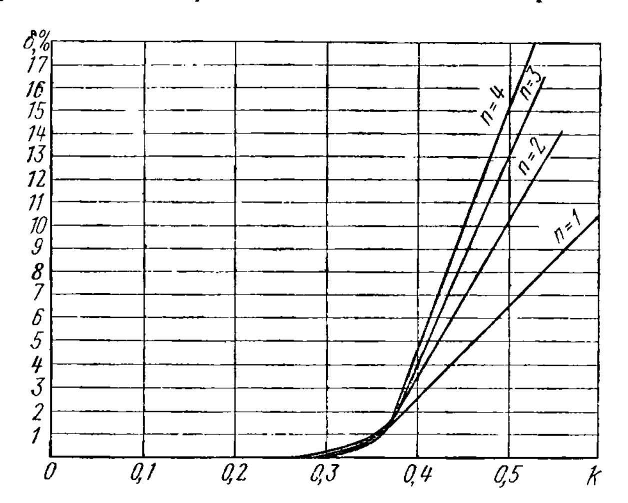


Рис. 2.9. Зависимость выброса δ от коэффициента коррекции k при разном числе каскадов n

параллельной схемы коррекции и в предположении, что все каскады идентичны. Как видно из графика, кривые $\delta = \varphi(k)$ пересекаются в точке, соответствующей критическому выбросу.

Определив число каскадов, следует, обратившись к графику рис. 2.9, проверить результирующую величину выброса. Необходимо иметь в виду, что при наличии в усилителе некорректированных каскадов наряду с каскадами, имеющими параллельную схему высокочастотной коррекции, результирующий выброс будет меньше выброса, указываемого графиком рис. 2.9.

Вопросы выбора схемы и расчета предварительных каскадов усиления на полевых транзисторах. При выборе схемы предварительных каскадов усиления на полевых транзисторах необходимо учитывать малую по сравнению с биполярными транзисторами и лампами добротность этого активного элемента, что связано с относительно малой крутизной характеристики тока стока и наличием большой внутренней обратной связи в транзисторе.

Для ослабления влияния внутренней обратной связи через емкость затвор — сток (как упоминалось в начале этого раздела, указанная внутренняя обратная связь является причиной большой дина-

мической емкости, нагружающей предшествующий каскад) укажем на следующие возможности:

а) введение в схему каскада специальной цепи нейтрализации,

б) использование для предварительного усиления усилительных секций из пар специально подобранных каскадов.

При нейтрализации в схеме каскада предусматривается дополнительная связь цепи стока с цепью затвора. Фаза напряжения на выходе дополнительной цепи выбирается обратной фазе напряжения паразитной обратной связи, действующей через емкость затвор — сток. При правильной балансировке схемы имеет место компенсация паразитной составляющей напряжения в цепи затвора транзистора.

Однако практически трудно получить достаточно полную нейтрализацию [12]. Для балансировки схемы, в связи со значительным разбросом параметров полевых транзисторов (разброс по емкости $C_{зс}$ превышает 100%) и зависимости параметров от режима питания, необходимо предусматривать специальный подстроечный конденсатор. Операция по балансировке характеризуется большой трудностью, а схема нейтрализации малой стабильностью. Все это значительно ограничивает практическое применение нейтрализации.

Усилительную секцию из пары каскадов при соответствующем выборе схемы можно выполнить эквивалентной по параметрам такому отдельному каскаду с общим истоком, в котором существенная компонента его межкаскадной емкостной нагрузки $C_{зс}K_0$ снижена до $\sim C_{зс}$. При этом предполагается, что нагрузкой усилительной секции является входное сопротивление подобной же усилительной секции.

Физически указанный результат достигается тем, что одному из каскадов пары предназначается вспомогательная функция, а параметры его выбираются так, что этот каскад, не усиливая сам и не внося заметных искажений, вместе с тем создает условия, благоприятствующие эффективной работе другого каскада пары. Действительно, если, например, активное сопротивление нагрузки вспомогательного каскада с общим истоком выполнить малым и таким, что его коэффициент усиления будет близким к единице, то, следовательно, компонента его входной динамической емкости $C_{зс}K_0 \approx C_{зс}$. Это позволяет поднять добротность предшествующего каскада. Что же касается времени установления вспомогательного каскада, то в связи с малым сопротивлением его нагрузки оно не будет значительным. Таким образом, в принципе, усилительную секцию можно образовать из пары каскадов с общим истоком, однако лучшие результаты можно получить применением комбинированной пары каскадов общий исток — общий сток.

Для расчета числа усилительных секций можно воспользоваться графиками рис. 2.7. При этом найденное с помощью графиков число n при использовании усилительных секций, в которых половина каскадов (с общим истоком или с общим стоком) выполняет вспомогательную функцию, будет означать не число каскадов, а число секций.

Приближенное значение добротности усилительных секций указанного типа

$$D \approx \frac{S}{2{,}2\,(C_{си} + 3C_{зс} + C_{зи} + C_{м})}, \qquad (2.27)$$

где $C_м$ — емкость монтажа.

Рассчитанная по формуле (2.27) величина D используется при определении числа предварительных секций.

Отметим, что при индуктивной коррекции в каскаде на полевом транзисторе и коэффициенте коррекции $k > 1$ (при этом выброс в переходной характеристике каскада значителен) в цепь затвора вносится отрицательное затухание, которое при достаточно большом сопротивлении нагрузки предшествующего каскада может быть причиной нестабильной работы схемы. В каскадах на биполярных транзисторах и лампах указанный эффект ослаблен тем, что при значительной емкости база — коллектор биполярного транзистора его входное сопротивление мало, а у лампы (пентода) — при большом входном активном сопротивлении емкость сетка — анод мала.

Если в усилительном каскаде секции предполагается применение индуктивной коррекции, то при определении числа усилительных секций можно исходить из добротности D, найденной по формуле (2.27) и увеличенной на $40 \div 50\%$.

При усилении импульсных сигналов с длительностью порядка десяти и более микросекунд с соответствующим допустимым временем нарастания фронта импульса предварительное усиление можно выполнить на некорректированных каскадах или усилительных секциях с цепями отрицательной обратной связи.

Литература: [1, 3, 12, 26, 32, 41].

Глава 3

ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ

§ 3.1. РЕЖИМ РАБОТЫ КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

1. НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ПОЛОЖЕНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Режим работы транзистора зависит от выбора постоянных напряжений на базе и коллекторе относительно эмиттера. Эти напряжения определяют координаты $I_{\text{к0}}$ и $E_{\text{к0}}$ положения рабочей точки A на семействе выходных характеристик $I_{\text{к}} = \psi(E_{\text{к}})$ при $I_{\text{б}} = \text{const}$ (рис. 3.1). На том же рисунке построена нагрузочная прямая, проведенная из точки $E_{\text{к}} = E_{\text{п}}$ ($E_{\text{п}}$ — напряжение источника питания) под углом φ_1, зависящим от сопротивления нагрузки для постоянного тока R_-. Для схемы, изображенной на рис. 3.2, $\varphi_1 = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_-}$, где $R_- = R_{\text{к}} + R_{\text{э}}$.

С повышением температуры рабочая точка перемещается вверх по нагрузочной прямой, с понижением — в противоположную сторону. Однако эти перемещения не равноценны. Если начальное расчетное положение рабочей точки соответствует, как обычно, температуре +20° С, то при понижении температуры рабочая точка испытывает относительно малый сдвиг.

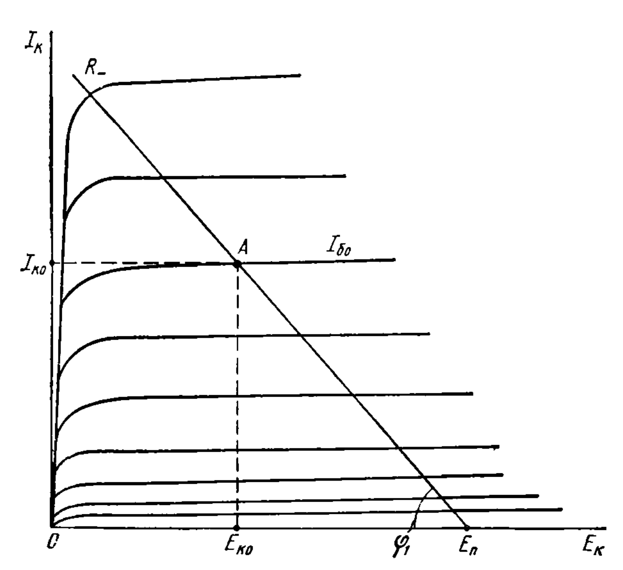


Рис. 3.1. Выбор положения рабочей точки A на выходных характеристиках биполярного транзистора

Существуют разные способы питания цепи базы. Можно, например, получить необходимое напряжение на базе с помощью специального источника питания, как это показано на рис. 3.3. Приведенный способ подачи смещения, как показывает анализ, является неудовлетворительным, если транзистор работает в условиях заметных изменений температуры окружающей среды. Повышение температуры на 30—40° при отсутствии стабилизации вызывает недопустимо резкое изменение коллекторного тока с соответствующим перемещением рабочей точки по нагрузочной характеристике.

Для температурной стабилизации режима работы транзистора, также с целью ослабить влияние разброса параметров обычно преду-

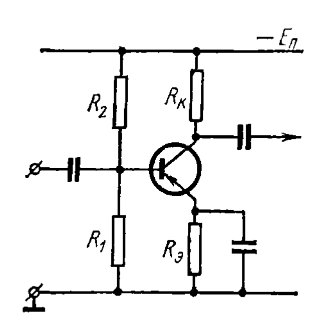


Рис. 3.2. Принципиальная схема каскада с общим эмиттером

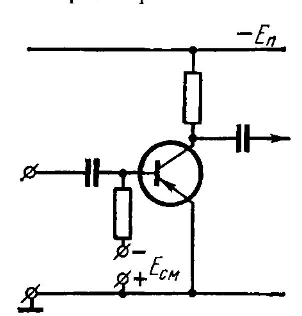


Рис. 3.3. Принципиальная схема каскада с общим эмиттером с питанием цепи базы от специального источника постоянного напряжения

сматривается автоматическое смещение на базу (эмиттерная схема стабилизации), для чего в цепь эмиттера вводится резистор. В этом случае, например, при увеличении (с повышением температуры) коллекторного тока отрицательный потециал на базе относительно эмиттера автоматически уменьшается, препятствуя резкому нарастанию тока коллектора.

Смещение рабочей точки, связанное с изменением температуры, обусловливается зависимостью от последней обратного тока коллекторного перехода, напряжения на эмиттерном переходе и коэффициента усиления транзистора по току.

Температурная нестабильность германиевых транзисторов определяется в основном коэффициентом нестабильности коллекторного тока, представляющем отношение изменения тока коллектора $\Delta I_{к0}$ к изменению обратного тока коллекторного перехода $\Delta I^*_{к0}$, т. е.

$$N_s = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}}. \qquad (3.1)$$

Во многих случаях более точному расчету (методика его изложена в [32]) препятствует недостаточность необходимых для расчета

сведений. В связи с этим полезно предусматривать некоторый запас при определении необходимого коэффициента нестабильности (исходить из несколько меньшего значения $\Delta I_{к0}$).

Для кремниевых транзисторов при изменении температуры соответствующее изменение обратного тока коллектора обусловливает относительно малое смещение положения рабочей точки. Определяющее значение для транзисторов этого типа имеет внутреннее изменение смещения ΔE на эмиттерном переходе и изменение статического коэффициента усиления тока базы ΔB (зависимость B от температуры приводится в справочниках).

Для схемы рис. 3.2 (см. также далее расчет схемы температурной стабилизации с обратной связью по току) результирующее изменение тока коллектора за счет всех указанных факторов приближенно представляется выражением [41, 44]

$$\Delta I_к = N_s \Delta I^*_{к0} + (N_s - 1)\frac{\gamma_т \Delta t}{R_{ст}} + \frac{(1 + g_{11} R_{ст})(I_{б0} + I_{к0})}{1 + g_{21} R_э + g_{11} R_{ст}} \Delta B,$$

где N_s — коэффициент нестабильности коллекторного тока, связанный с изменением от температуры обратного тока коллектора и определяемый формулой (3.1); $\gamma_т$ — коэффициент теплового смещения напряжения базы, $R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для германиевых и кремниевых транзисторов среднее значение коэффициента теплового смещения $\gamma_т \approx 2{,}3$ мВ/град.

Рассчитанное значение $\Delta I_к$ по графику семейства выходных характеристик позволяет судить о том, насколько допустим выбранный режим транзистора и не следует ли изменить сопротивление резистора $R_э$, а также принять другое значение для входного сопротивления схемы стабилизации $R_{ст}$. В частности, при необходимости $\Delta I_к$ можно уменьшить, выбрав резистор $R_э$ с бóльшим сопротивлением.

Обратный ток коллектора для маломощных транзисторов, измеренный при температуре окружающей среды +20° С (температура коллекторного перехода несколько выше), имеет порядок долей и единиц микроампер. Это значение обратного тока указывается в справочниках. При повышении температуры обратный ток коллектора резко возрастает по экспоненциальному закону и одновременно смещается вверх семейство характеристик коллекторного тока. Имея в виду, что при температуре +20° С обратный ток коллектора мал, а наибольшее изменение имеет место при увеличении температуры, при расчете коэффициента нестабильности коллекторного тока N_s интервал температур допустимо определить как разность между максимальной температурой t_{max} и температурой +20° С, т. е.

$$\Delta t = t_{max} - 20°. \tag{3.2}$$

Заметим, что t_{max} должна быть равна или меньше максимально допустимой температуры окружающей среды для выбранного типа транзистора (для германиевых транзисторов она имеет порядок 70° С, а для кремниевых — 150° С).

С учетом (3.2) наибольшую величину изменения обратного тока коллектора можно найти по следующей приближенной формуле:

$$\left.\begin{aligned} \Delta I^*_{к0} &= I^*_{к0}\,\psi(\Delta t), \\ \psi(\Delta t) &= e^{\lambda'\Delta t} - 1, \end{aligned}\right\} \qquad (3.3)$$

где $I^*_{к0}$ — обратный ток коллектора, измеренный при температуре +20° С.

Для германиевых транзисторов $\lambda' = 0{,}07 \div 0{,}09$, для кремниевых — $0{,}1 \div 0{,}13$. Однако для кремниевых транзисторов $I^*_{к0}$ значительно меньше, чем для германиевых.

В табл. 3.1 указаны значения $\psi(\Delta t)$ в зависимости от Δt для германиевых транзисторов ($\lambda' = 0{,}077$).

Таблица 3.1

Δt	10	20	30	40	50
$\psi(\Delta t)$	1,16	3,66	9,07	20,76	46,00

В справочнике [8] приведены типовое, а также максимальное значения обратного тока коллектора $I^*_{к0}$. В приложении 1 также можно найти сведения о типовом и максимальном значениях $I^*_{к0}$ для некоторых типов транзисторов.

При проектировании в большинстве случаев следует пользоваться типовым значением $I^*_{к0}$ и только при достаточно высоких требованиях к надежности импульсного усилителя исходить из максимального значения обратного тока.

Коэффициент нестабильности N_s является практически постоянной величиной, определяемой данными выбранной схемы стабилизации рабочей точки, и почти не зависит от параметров транзистора. Очевидно, что коэффициент нестабильности, обеспечиваемый схемой, должен удовлетворить условию

$$N_s \leqslant \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}}. \qquad (3.4)$$

Здесь $\Delta I^*_{к0}$ определяется по формуле (3.3), а $\Delta I_{к0}$ — исходя из заданного допустимого сдвига рабочей точки (с учетом некоторого запаса).

Рассмотрим вопрос о том, какой сдвиг следует считать допустимым. Перемещение рабочей точки не должно быть таким, при котором она оказалась бы в области, где мощность рассеяния на коллекторе

превышает допустимую. Кроме того, мгновенное значение напряжения не должно превышать предельного для данного типа транзистора значения $E_{\text{к max}}$. Важно предусмотреть, чтобы при новом (после сдвига) положении рабочей точки для усиления также использовался примерно линейный участок характеристики, т. е. чтобы часть рабочего участка не переносилась в область излома характеристик коллекторного тока, где возможна отсечка сигнала. Обычно допустимый сдвиг рабочей точки соответствует изменению коллекторного тока примерно на 10—20% от величины его постоянной составляющей $I_{\text{к0}}$. Это относится к случаю, когда положение рабочей точки на семействе выходных характеристик выбрано достаточно высоким, как это в большинстве случаев имеет место в предварительных каскадах усиления и в оконечном каскаде при отрицательной полярности выходного импульса (при использовании в каскаде транзистора со структурой *p-n-p*). При низком положении рабочей точки, которое используется в оконечных каскадах при положительной полярности выходного импульса, допустимое увеличение коллекторного тока обычно не должно превышать 10—20% от значения $I_{\text{к0}} + I_m$, где I_m— импульс тока (см. рис. 3.7).

При проектировании следует иметь в виду, что стремление к высокой стабильности связано с увеличением сопротивления в цепи эмиттера и уменьшением сопротивлений резисторов, образующих делитель в цепи базы (см. рис. 3.2). Первое приводит в некоторых случаях к необходимости повысить напряжеиие источника питания $E_{\text{п}}$ в связи с уменьшением напряжения на транзисторе, второе — к уменьшению входного сопротивления схемы стабилизации и к большему расходу тока от источника питания.

Заметим, что введение в схему каскада реактивных элементов высокочастотной и низкочастотной коррекции никак не отражается на работе схемы температурной стабилизации и на положении рабочей точки, если включение указанных элементов не изменяет пути прохождения постоянного тока.

Далее в п. 2 рассматриваются способы выбора режима работы транзистора в выходном и предварительных каскадах усиления. В пп. 3 и 4 приводится метод расчета хорошо зарекомендовавших себя схем температурной стабилизации режима работы транзистора с одним источником питания. Рассматриваемые способы стабилизации широко применяются в схемах полупроводниковых усилителей.

2. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ

Выбор режима работы транзистора имеет много общего с выбором режима работы электронной лампы (пентода).

На рис. 3.4 представлено семейство входных и выходных характеристик $I_{\text{б}} = \varphi(E_{\text{б}})$ при $E_{\text{к}} = \text{const}$ и $I_{\text{к}} = \psi(E_{\text{к}})$ при $E_{\text{б}} = \text{const}$.

Рабочая область на поле выходных характеристик ограничивается:

— гиперболой предельно допустимой мощности рассеяния на коллекторе $P_{\text{к max}}$;

— предельно допустимым значением тока коллектора $I_{\text{к max}}$;

— предельно допустимой величиной напряжения на коллекторе $E_{\text{к}max}$;

— прямой *oa*, отделяющей область излома характеристик коллекторного тока;

— характеристикой $E_б = 0$.

Предельно допустимые значения для мощности рассеяния на коллекторе, тока коллектора, напряжения на коллекторе и температуры окружающей среды с некоторым коэффициентом запаса приводятся в справочниках (см. также приложение 2).

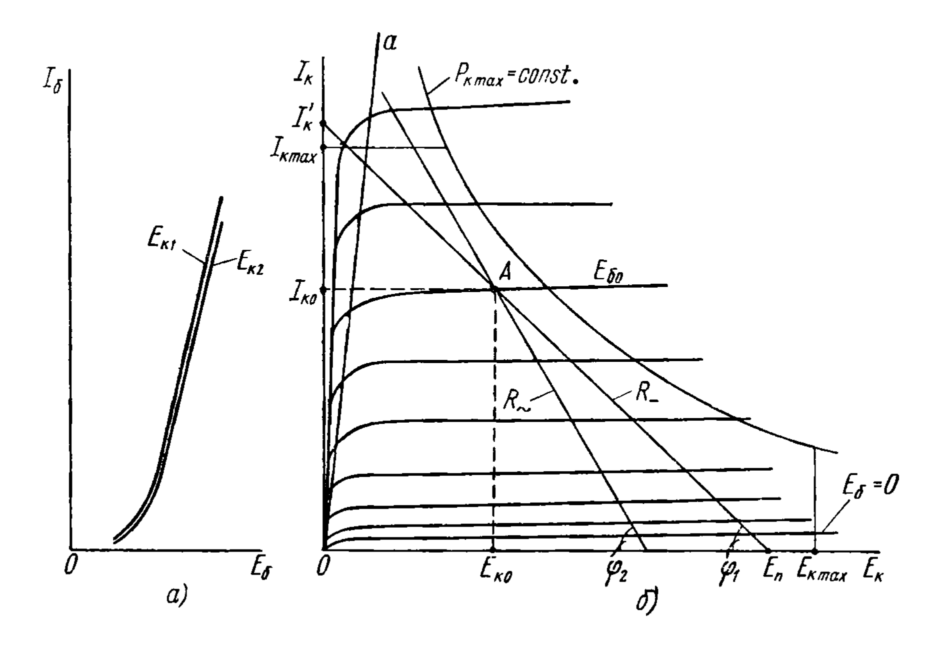


Рис. 3.4. Семейство входных (*а*) и выходных (*б*) характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером с указанием границ рабочей области. Построение статистической и динамической линий нагрузки

Положение рабочей точки *A* определяется координатами точки пересечения прямой нагрузки для постоянного тока (статическая линия нагрузки) с характеристикой коллекторного тока, которая соответствует выбранному смещающему напряжению на базе $E_{б0}$ (см. рис. 3.4).

Для часто используемой схемы, показанной на рис. 3.5, *а* сопротивление нагрузки для постоянного тока и угол наклона нагрузочной прямой представляются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} R_- &= R_э + R_к + R_ф, \\ \varphi_1 &= \operatorname{arctg}\frac{1}{R_-}. \end{aligned}\right\} \qquad (3.5)$$

Через рабочую точку проходит нагрузочная прямая для переменного тока (динамическая линия нагрузки). Сопротивление нагрузки для переменного тока и угол наклона нагрузочной прямой для той же схемы равны

$$\left.\begin{aligned} R_{\sim} &= \frac{R_{к} R_{н}}{R_{к} + R_{н}}, \\ \varphi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{\sim}}. \end{aligned}\right\} \qquad (3.6)$$

Построение нагрузочной прямой для постоянного тока (статической линии нагрузки) удобнее всего выполнять в следующем порядке:

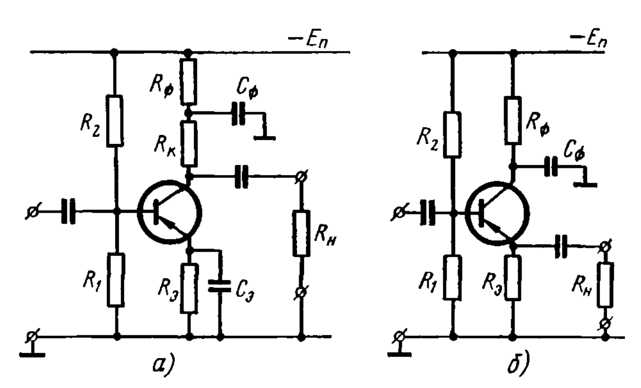


Рис. 3.5. Схема реостатного каскада с нагрузкой $R_{н}$:
а — с общим эмиттером; *б* — с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

1) определяется вспомогательное значение $I_{к}'$:

$$I_{к} = \frac{E_{п}}{R_{-}};$$

2) на оси ординат (рис. 3.4) отмечается величина $I_{к}'$;

3) соединяются прямой линией точки $I_{к}'$ и $E_{к} = E_{п}$. Линия $I_{к}' - E_{п}$ является нагрузочной прямой для постоянного тока. Непосредственное построение угла $\varphi_1 = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_{-}}$ на поле выходных характеристик несколько сложнее ввиду необходимости учитывать разный масштаб по осям тока и напряжения (единица тока и единица напряжения представлены отрезками разной длины). Построение нагрузочной прямой для переменного тока производится аналогично.

Выбор режима можно произвести также по выходным характеристикам $I_{к} = \psi(E_{к})$, где в качестве параметра используется не напряжение на базе, а ток базы. Эти характеристики несколько отличаются от выходных характеристик, где параметром служит напряжение на базе, в связи с нелинейным характером зависимости тока базы от напряжения на базе. Приводимые далее рекомендации, касающиеся выбора режима транзистора, остаются при этом в силе. Необходимо

только иметь в виду, что при выборе режима работы предварительного каскада вместо крутизны в рабочей точке, представляемой отношением $\Delta I_к/\Delta E_б$, следует рассматривать коэффициент усиления по току, определяемый как $\Delta I_к/\Delta I_б$, в той же точке. При расчете же

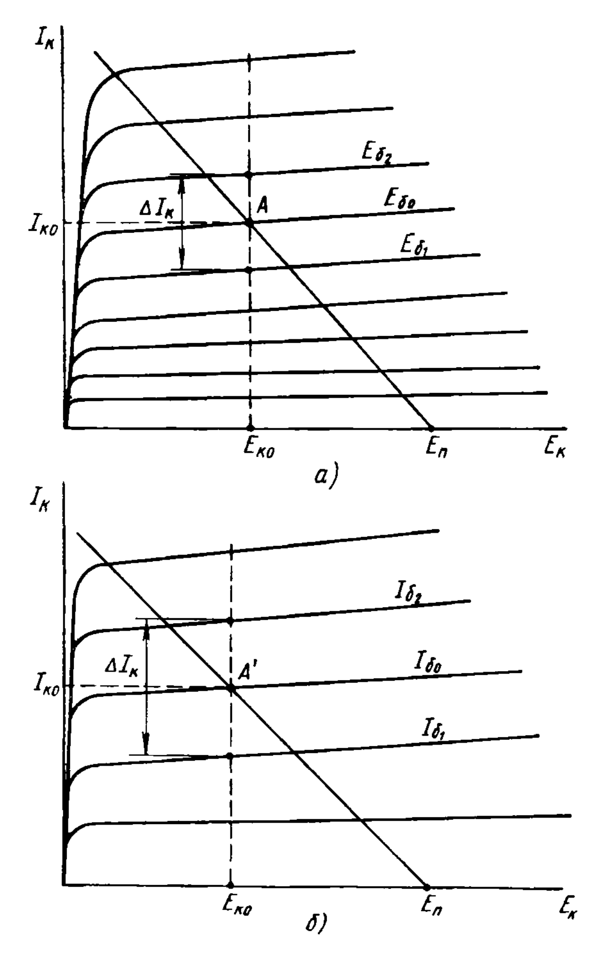


Рис. 3.6. Выбор положения рабочей точки при малом уровне сигнала:

а — на выходных характеристиках $I_к = \varphi_1(E_к)$ при $E_б = \text{const}$; *б* — на выходных характеристиках $I_к = \varphi_2(E_к)$ при $I_б = \text{const}$

коэффициента усиления выходного каскада амплитуду импульса напряжения на его входе следует определить по амплитуде импульса тока базы, используя для этого входные характеристики.

Отметим, что иногда в справочниках приводится лишь одна входная характеристика для рекомендованного напряжения на коллекторе. Однако для приближенного расчета в большинстве случаев мож-

но практически пользоваться приводимой характеристикой и при других напряжениях на коллекторе, поскольку входные характеристики располагаются достаточно близко друг к другу, несмотря на значительное различие в величинах $E_к$.

Напряжение сигнала на выходе предварительного каскада обычно мало. Исключение может составить предоконечный каскад. В этом случае режим предоконечного каскада выбирается на основании тех же соображений, что и режим выходного каскада (см. об этом далее). Возможен также случай, когда по техническим условиям на выходе усилителя не требуется получения большого импульса напряжения, т. е. когда выходной сигнал можно считать малым. При этом теряется специфика выбора режима оконечного каскада как каскада с большим сигналом на выходе. В указанном случае режим выходного каскада следует выбирать так же, как и предварительного.

Выбор режима работы предварительных каскадов усилителя. Если обратиться к семейству выходных характеристик $I_к = \psi_1(E_к)$ при $E_б = \text{const}$, то при малом уровне сигнала положение рабочей точки (рис. 3.6, *а*) выбирается так, чтобы соответствующая этому положению крутизна характеристики коллекторного тока имела бы возможно большее значение или, если пользоваться выходными характеристиками $I_к = \psi_2(E_к)$ при токе базы в качестве параметра (рис. 3.6, *б*), коэффициент усиления по току был бы возможно больше. В последнем случае следует проверить положение рабочей точки на входной характеристике (она должна лежать на этой характеристике выше ее нижнего сгиба).

Для рабочей точки A (рис. 3.6, *а*) крутизна характеристики определяется отношением $\frac{\Delta I_к}{\Delta E_б}$, где $\Delta E_б = | E_{б2} - E_{б1} |$. Для рабочей точки A' (рис. 3.6, *б*) коэффициент усиления по току находится как $\Delta I_к/\Delta I_б$, где $\Delta I_б = I_{б2} - I_{б1}$.

Нетрудно видеть, что крутизна в рабочей точке (или коэффициент усиления по току) имеет большее значение, если область, где лежит рабочая точка, характеризуется относительно редким следованием характеристик коллекторного тока. Наоборот, области сгущения характеристик коллекторного тока (область малого напряжения на коллекторе и область малого тока коллектора) соответствует меньшее значение крутизны.

При отсутствии специальных соображений следует выбрать положение рабочей точки, рекомендуемое в справочнике. Отклониться от рекомендованного режима целесообразно, например, в случае повышенных требований к экономичности питания или когда необходимо уменьшить рассеиваемую на коллекторе мощность для снижения температуры коллекторного перехода с целью увеличить надежность работы усилителя. Следует, однако, иметь в виду, что более низкому положению рабочей точки соответствует несколько меньшая крутизна характеристики, а при смещении рабочей точки в сторону меньших напряжений на коллекторе увеличивается емкость коллекторного перехода $C_к$, что снижает добротность каскада (отношение коэффициента усиления ко времени нарастания фронта выходного импульса).

Выбор режима работы выходного каскада. При выборе положения рабочей точки определяющими являются амплитуда и полярность выходного импульса.

При расчете выходного каскада на минимальное время установления импульс коллекторного тока выбирается максимально допустимым для избранного типа транзистора с учетом возможного возрастания тока коллектора при изменении температуры. Начиная расчет усилителя и производя выбор режима выходного каскада, следует, во

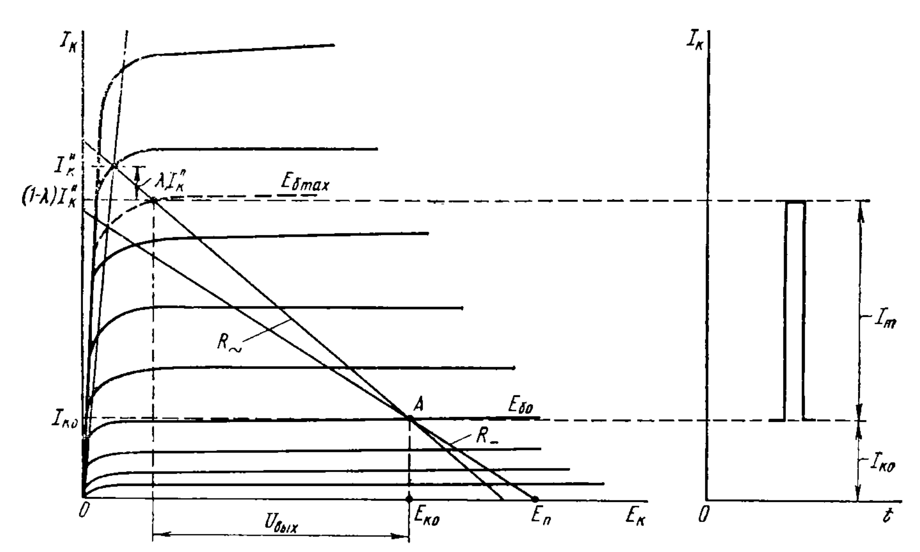


Рис. 3.7. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б = const$ и импульсе положительной полярности на выходе усилителя

всяком случае первоначально, исходить из полного использования транзистора по импульсу тока.

Возможны три случая.

1. Выходные импульсы имеют положительную полярность (рис. 3.7). В этом случае рабочая точка выбирается на нижнем участке нагрузочной прямой для постоянного тока при отрицательном напряжении на базе порядка 0,1—0,3 В. Более высокому положению рабочей точки соответствует несколько меньший импульс тока I_m. Однако, если слишком низко опустить рабочую точку, то при этом потребуется значительно больший импульс напряжения на базе (что равносильно требованию большего коэффициента усиления от предшествующих каскадов) в связи с более частым следованием характеристик коллекторного тока при малых отрицательных напряжениях на базе. Заметим, что необходимое постоянное напряжение на базе удобно определить по входной характеристике (оно должно соответствовать началу изгиба входной характеристики).

Максимальный импульс тока I_m определяется по прямой нагрузки для переменного тока (по динамической линии нагрузки). Приводимая далее формула (3.7) для величины максимального импульса тока учитывает возможное смещение рабочей точки и соответствующее увеличение тока коллектора при повышении температуры:

$$I_m = (1-\lambda) I_к'' - I_{к0}, \tag{3.7}$$

где $I_к''$ — значение тока, соответствующее началу излома характеристик коллекторного тока; λ — коэффициент, выбираемый обычно в пределах $0{,}1 \div 0{,}2$.

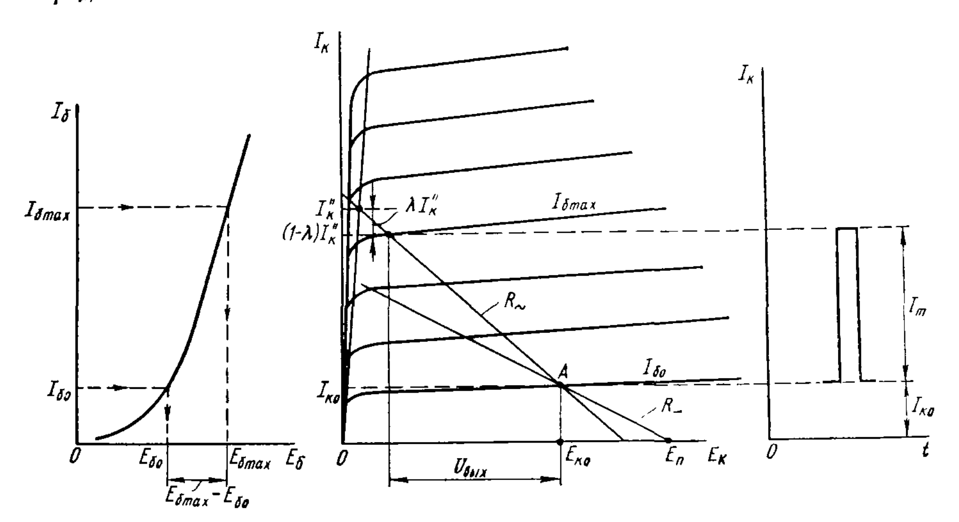


Рис. 3.8. Выбор режима работы выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к = \text{const}$ и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$ и импульсе положительной полярности на выходе усилителя

Величина $\lambda I_к''$ показывает, какой допустим рост коллекторного тока $I_{к0}$ при повышении температуры ($\Delta I_{к0} = \lambda I_к''$). Выбор коэффициента λ имеет важное значение при расчете схемы температурной стабилизации рабочей точки.

Коэффициент усиления каскада определяют непосредственно по выходным характеристикам как отношение амплитуды импульса напряжения $U_{вых}$ на нагрузке в цепи коллектора к амплитуде импульса напряжения $|E_{б\,max} - E_{б0}|$ на базе, т. е.

$$K = \frac{U_{вых}}{|E_{б\,max} - E_{б\,0}|}. \tag{3.8}$$

При использовании выходных характеристик $I_к = \psi(E_к)$ при токе базы в качестве параметра построение производят аналогично (рис. 3.8). Величины $E_{б\,max}$ и $E_{б0}$ при расчете коэффициента усиления находят с помощью входной характеристики по значениям тока базы $I_{б\,max}$ и $I_{б0}$, которые, так же как $E_{б\,max}$ и $E_{б0}$, соответствуют вершине

импульса тока $I_{к0} + I_m$ и постоянной составляющей тока коллектора $I_{к0}$.

2. Выходные импульсы имеют отрицательную полярность. При выходном импульсе отрицательной полярности рабочий участок динамической линии нагрузки выбирается так же, как и при импульсе положительной полярности. Соответствующее построение выполнено на рис. 3.9 и 3.10.

Рис. 3.9. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б$ = const и импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

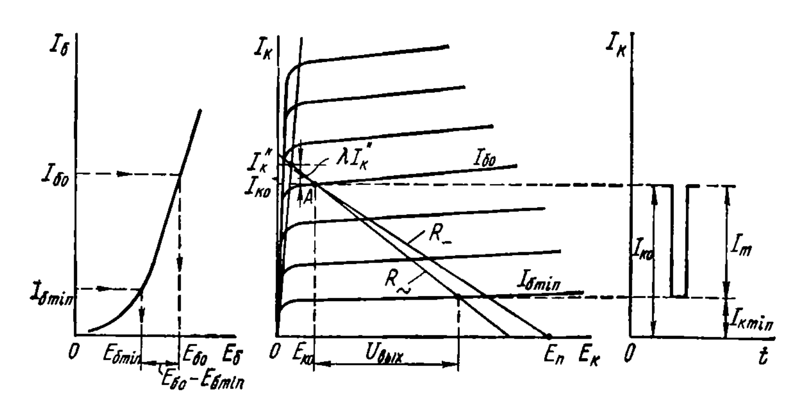


Рис. 3.10. Выбор режима работы выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к$ = const и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б$ = const и импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

Постоянная составляющая тока коллектора $I_{к0}$ принимается равной $(1-\lambda)I_к''$, а импульс тока — разности $I_{к0} - I_{к\ min}$.

Коэффициент усиления

$$K = \frac{U_{вых}}{|E_{б0} - E_{б\ min}|}, \tag{3.9}$$

где $E_{б\ min}$ — соответствует $I_{к\ min}$.

3. Возможна любая полярность импульсов (рис. 3.11 и 3.12). Выбор рабочего участка производится так же, как в случаях 1 и 2.

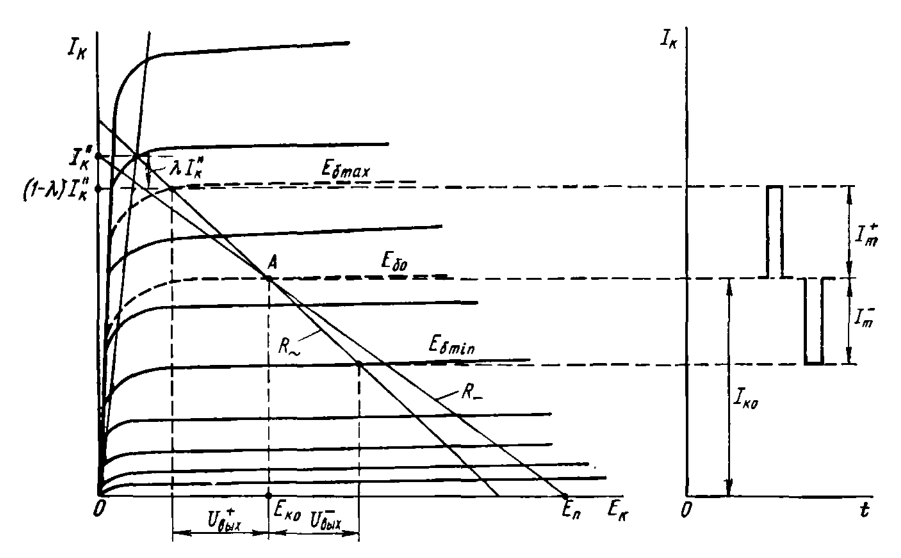


Рис. 3.11. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б = \text{const}$ и усилении импульсов обеих полярностей

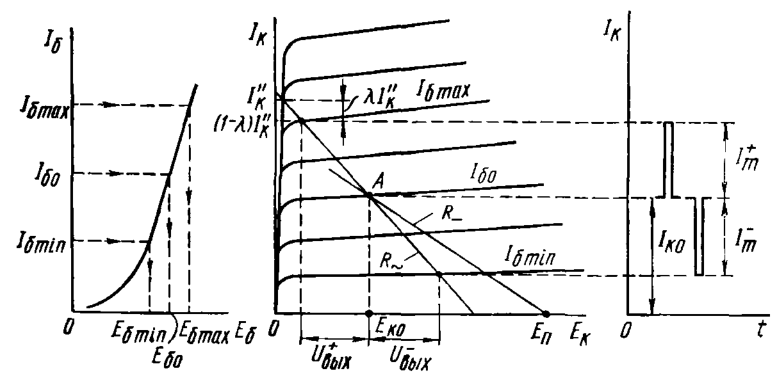


Рис. 3.12. Выбор режима выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к = \text{const}$ и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$ и усилении импульсов обеих полярностей

При одинаковых требованиях к усилению импульсов обеих полярностей рабочая точка выбирается в середине рабочего участка. При этом для усиления импульсов каждой полярности используется только половина рабочего участка и, следовательно, амплитуда выходных импульсов вдвое меньше, чем в рассмотренных первом и втором случаях.

При графическом расчете эмиттерного повторителя (если выходной каскад — эмиттерный повторитель) следует в принципе пользоваться характеристиками эмиттерного тока. Однако учитывая, что ток базы составляет лишь небольшой процент от тока эмиттера, практически допустимо вести расчет, пользуясь характеристиками коллекторного тока. В этом случае графический расчет эмиттерного повторителя при большой амплитуде импульса на его выходе выполняется аналогично расчету каскада с нагрузкой в цепи коллектора. В отличие от каскада с общим эмиттером для эмиттерного повторителя выходному импульсу положительной полярности соответствует высокое положение рабочей точки (см. рис. 3.9—3.10), а при выходном импульсе отрицательной полярности — низкое (см. рис. 3.7—3.8).

Для схемы эмиттерного повторителя (рис. 3.5,*б*) можно записать следующие формулы для R_- и $R_\sim$:

$$R_- = R_э + R_ф,$$

$$R_\sim = \frac{R_э R_н}{R_э + R_н}.$$

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя определяется следующими выражениями:

при выходном импульсе положительной полярности

$$K_п = \frac{U_{вых}}{U_{вых} + |E_{б0} - E_{б\,min}|},$$

при выходном импульсе отрицательной полярности

$$K_п = \frac{U_{вых}}{U_{вых} + |E_{б\,max} - E_{б0}|}.$$

Соответствующие значения $U_{вых}$, $|E_{б0} - E_{б\,min}|$ и $|E_{б\,max} - E_{б0}|$ находятся из графического построения (см. рис. 3.7—3.12). Очевидно, что амплитуда импульса на входе эмиттерного повторителя при выходном импульсе положительной полярности равна $U_{вых} + |E_{б0} - E_{б\,min}|$, а при выходном импульсе отрицательной полярности — $U_{вых} + |E_{б\,max} - E_{б0}|$.

При большой амплитуде импульса на входе эмиттерного повторителя и емкостной нагрузке возможно запирание эмиттерного повторителя во время фронта импульса. Это явление аналогично тому, которое имеет место в катодном повторителе (см. § 3.2). Особенности работы эмиттерного повторителя при большом сигнале подробно рассмотрены в работе Б. Н. Файзулаева [40]. Как указывает Б. Н. Файзулаев, запирание эмиттерного повторителя может произойти лишь на той полярности фронта импульса, при которой эмиттерный ток

уменьшается. Если в эмиттерном повторителе используется транзистор со структурой *p-n-p*, то запирание повторителя имеет место при положительном фронте импульса. В случае транзистора со структурой *n-p-n* запирание происходит при отрицательном фронте импульса.

При емкостной нагрузке эмиттерного повторителя напряжение импульса на выходе нарастает не сразу. После же прекращения действия импульса на входе эмиттерного повторителя напряжение на его выходе не сразу возвращается к исходному значению (постоянной составляющей). Таким образом, возникает интервал времени, в течение которого между базой и эмиттером имеется значительное напряжение, вызывающее запирание повторителя. При этом характер изменения напряжения на выходе в течение некоторого времени (до открытия эмиттерного повторителя) будет определяться только постоянной времени нагрузки. С увеличением постоянной времени возрастает затягивание длительности фронта, которое во многих случаях недопустимо.

3. РАСЧЕТ СХЕМЫ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ *

На рис. 3.13 представлена схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току (схема эмиттерной стабилизации).

Необходимый режим работы транзистора при данном напряжении источника питания и нагрузке в цепи коллектора задается выбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в цепи делителя и сопротивления резистора $R_э$ в цепи эмиттера. Смещение на базе определяется разностью напряжений, действующих на резисторах R_1 и $R_э$, причем напряжение на R_1 должно быть на величину смещения больше напряжения на резисторе $R_э$.

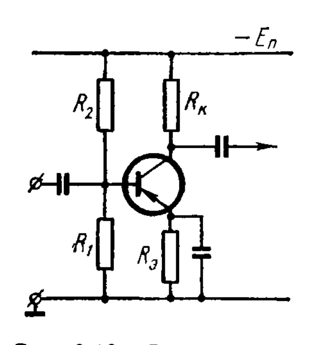


Рис. 3.13. Схема температурной стабилизации режима транзистора, использующая отрицательную обратную связь по току (схема эмиттерной стабилизации)

Коэффициент нестабильности для схемы рис. 3.13

$$N_s = \frac{1 + \frac{R_э}{R_{ст}}}{1 - \alpha_0 + \frac{R_э}{R_{ст}}}, \qquad (3.10)$$

где

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (3.11)$$

---

* Наименование схемы следует рассматривать как условное (в отношении вида обратной связи): — при температурной стабилизации не имеет значения, с какого электрода снимается выходное напряжение. Указанное относится также и к наименованию схем, описываемых в п. 4

α_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой $\left(\alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{21} + g_{11}}\right)$.

Величину $R_{ст}$ следует рассматривать как входное сопротивление схемы температурной стабилизации рабочей точки. Сопротивление $R_{ст}$ действует параллельно входному сопротивлению транзистора, являясь составляющей общего сопротивления нагрузки предшествующего каскада. Из этого следует целесообразность в ряде случаев выбора возможно больших сопротивлений резисторов R_1 и R_2, что, однако, находится в противоречии с требованием температурной стабильности режима работы схемы.

Из выражения (3.10) вытекает, что минимальное значение N_s, соответствующее наилучшей стабилизации работы схемы, представляет предел (равный единице), к которому стремится коэффициент нестабильности при $R_э \to \infty$, или при $R_{ст} \to 0$. Наибольшее значение N_s имеет место при $R_э = 0$. Оно соответствует наихудшей стабильности и равно $1/(1 - \alpha_0)$. При этом следует учесть, что α_0 близко к единице и, следовательно, в этом случае $N_s \gg 1$.

Таким образом, реальное значение коэффициента нестабильности лежит в пределах

$$1 < N_s < \frac{1}{1 - \alpha_0}.$$

Практически коэффициент нестабильности N_s выбирается более 1,5—2 в связи с уменьшением входного сопротивления схемы стабилизации рабочей точки и возрастанием тока делителя, если приближать N_s к единице.

Достоинством рассчитываемой схемы является возможность использовать сопротивление $R_э$ цепи эмиттера полностью или частично для обратной связи и по переменному току. При отсутствии необходимости в такой связи $R_э$ шунтируется конденсатором большой емкости аналогично шунтированию резистора в цепи катода лампового каскада.

Рекомендуется следующий порядок расчета схемы.

1. Исходя из выбранной рабочей точки на основании входной и выходных статических характеристик определяются $E_{к0}$, $E_{б0}$, $I_{к0}$ и $I_{б0}$, а также устанавливается допустимое изменение тока коллектора $\Delta I_{к0}$. При выборе $\Delta I_{к0}$ следует принять во внимание амплитуду усиливаемых импульсов. Для предварительных каскадов в случае малого сигнала $\Delta I_{к0} = (0,1 \div 0,2) I_{к0}$. Для выходного каскада и большого сигнала $\Delta I_{к0} = \lambda I_к''$ ($\lambda = 0,1 \div 0,2$, см. рис. 3.7—3.12). Следует отметить, что выбор максимально допустимой величины $\Delta I_{к0}$ позволяет при прочих равных условиях получить наибольшее входное сопротивление схемы температурной стабилизации рабочей точки или в некоторых случаях ограничиться меньшим напряжением источника питания.

2. Задаваясь падением напряжения $\Delta E_э$ на резисторе $R_э$ порядка 0,15—0,20 от напряжения источника питания $E_п$, находим сопротивление резистора

$$R_э = \frac{\Delta E_э}{I_{к0} + I_{б0}}.$$

3. По заданной максимальной температуре и величине обратного тока коллектора $I^*_{к0}$ при $t = 20° C$ (указывается в справочнике) определяется изменение тока коллекторного перехода

$$\Delta I^*_{к0} = I^*_{к0}\left(e^{\lambda' \Delta t} - 1\right),$$

где $\Delta t = t_{max} - 20°$.

Величину $e^{0,077\Delta t} - 1$ (для германиевых транзисторов) можно найти в табл. 3.1.

4. Находим необходимый коэффициент нестабильности

$$N_s = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}}.$$

5. Определяем входное сопротивление схемы стабилизации

$$R_{ст} = \frac{R_э (N_s - 1)}{1 - N_s (1 - \alpha_0)}.$$

6. Находим сопротивления резисторов делителя в цепи базы

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_к - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}},$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_{ст}}{R_1 - R_{ст}}.$$

7. Находим ток делителя

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1}.$$

Когда расчет выполнен, величины $R_{ст}$ и $I_д$ следует оценить с точки зрения их приемлемости. Сопротивление $R_{ст}$ влияет на входное сопротивление каскада, уменьшая его (поэтому в ряде случаев желательно удовлетворить условию $R_{ст} \gg 1/g_{11}$), а ток делителя $I_д$, если он близок к $I_{к0}$, может существенно увеличить общее потребление энергии усилителем от источника питания. Если полученные результаты расчета $R_{ст}$ и $I_д$ окажутся неприемлемыми, то следует повторить расчет, выбрав большее сопротивление резистора $R_э$, что, возможно, потребует увеличения напряжения источника питания. Другой путь — применение несколько более сложной схемы температурной стабилизации, описание и расчет которой приводятся далее.

Расчет элементов схемы стабилизации рабочей точки транзистора эмиттерного повторителя выполняется так же, как и в случае каскада с общим эмиттером (из порядка расчета исключается только п. 2, так как сопротивление резистора $R_э$ полагается известным).

В связи с относительно большим сопротивлением нагрузки в цепи эмиттера входное сопротивление схемы стабилизации у эмиттерного

повторителя выше, а коэффициент нестабильности меньше, чем у каскада с общим эмиттером.

Пример 3. 1. Рассчитать схему стабилизации рабочей точки транзистора П403 реостатного каскада предварительного усиления (см. рис. 3.13). Необходимо обеспечить высокую надежность работы схемы стабилизации при использовании в каскаде любого транзистора данного типа. Схема стабилизации режима транзистора не должна заметно уменьшать входное сопротивление каскада. Максимальная температура окружающей среды $t_{max} = +60° C$. Напряжение источника питания $E_п = -15 В$. Данные режима транзистора: $I_{к0} = 5$ мА, $E_{к0} = -5$ В, $I_{б0} = 0{,}07$ мА, $E_{б0} = -0{,}32$, В.

Учитывая требование высокой надежности, при расчете схемы стабилизации рабочей точки исходим из максимального значения обратного тока коллектора при $t = +20° C$. В приложении 1 для транзистора П403 находим: $I_{к0}^* = 5$ мкА, $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0{,}0015$ См.

Принимаем допустимое изменение тока коллектора равным $0{,}1\ I_{к0}$. При этом

$$\Delta I_{к0} = 0{,}1\, I_{к0} = 0{,}1 \cdot 5 = 0{,}5 \text{ мА}.$$

Определяем сопротивление резистора $R_э$, задаваясь падением напряжения $\Delta E_э = 0{,}2\ E_п$:

$$\Delta E_э = 0{,}2\, E_п = 0{,}2 \cdot 15 = 3 \text{ В},$$

$$R_э = \frac{\Delta E_э}{I_{к0} + I_{б0}} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3}} \approx 590 \text{ Ом}$$

(ближайший больший номинал 620 Ом).

Пользуясь табл. 3.1, для изменения температуры

$$\Delta t = t_{max} - 20° = 60° - 20° = 40° C,$$

находим $\psi(\Delta t) = 20{,}76$.

Определяем изменение обратного тока коллектора

$$\Delta I_{к0}^* = I_{к0}^* \psi(\Delta t) = 5 \cdot 20{,}76 \cdot 10^{-3} \approx 0{,}104 \text{ мА}.$$

Таким образом, схема стабилизации рабочей точки должна обеспечить коэффициент нестабильности

$$N_s = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}^*} = \frac{0{,}5}{0{,}104} \approx 4{,}8.$$

Далее последовательно определяем коэффициент усиления по току α_0, входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст}$, сопротивления резисторов R_1 и R_2 и ток делителя $I_д$:

$$\alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{21} + g_{11}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{80 \cdot 10^{-3} + 0{,}0015} \approx 0{,}98,$$

$$R_{ст} = R_э \frac{N_s - 1}{1 - N_s(1 - \alpha_0)} = 620 \frac{4{,}8 - 1}{1 - 4{,}8(1 - 0{,}98)} \approx 2610 \text{ Ом},$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}} =$$

$$= 2610 \frac{15}{15 - 0{,}32 - (5 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3})\, 620 - 2610 \cdot 0{,}07 \cdot 10^{-3}} \approx$$

$$\approx 3450 \text{ Ом},$$

(ближайший меньший номинал 3300 Ом),

$$R_2 = \frac{R_1 R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{3300 \cdot 2610}{3300 - 2610} \approx 12\,000 \text{ Ом},$$

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} = \frac{0{,}32 + (5 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3}) \cdot 620}{3300} 10^3 \approx 1{,}05 \text{ мА}.$$

Сопоставляя входную проводимость схемы стабилизации рабочей точки $1/R_{ст}$ ($1/R_{ст} = 1/2610 \approx 0{,}0004$ См) и значение низкочастотного параметра g_{11} ($g_{11} = 0{,}0015$ См), можно сделать вывод о приемлемости получившейся величины $R_{ст}$, поскольку $R_{ст}$ существенно (примерно в четыре раза) больше $1/g_{11}$. Следовательно, общее сопротивление нагрузки предшествующего каскада не будет значительно снижено в результате влияния входного сопротивления схемы стабилизации. Расчет показывает также, что соотношение $I_д$ и $I_{к0}$ является удовлетворительным ($I_д \ll I_{к0}$).

4. РАСЧЕТ СХЕМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ

На рис. 3.14 и 3.15 представлены схемы температурной стабилизации рабочей точки, имеющие две цепи обратной связи по току и напряжению (схемы эмиттерно-коллекторной стабилизации). В обе-

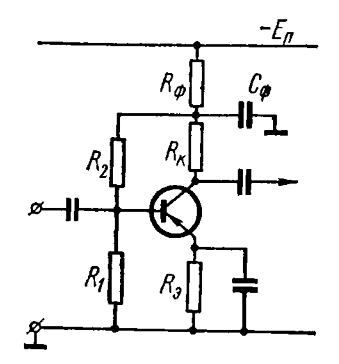


Рис. 3.14. Схема температурной стабилизации режима транзистора с комбинированной отрицательной обратной связью по току и напряжению (напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_ф$)

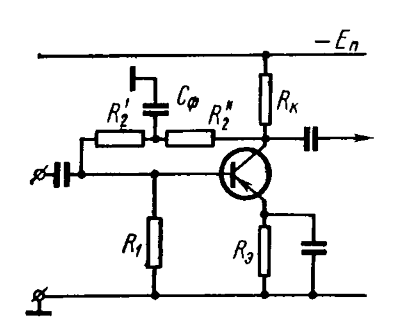


Рис. 3.15. Схема температурной стабилизации режима транзистора с комбинированной отрицательной обратной связью по току и напряжению (напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_к$)

их схемах присутствие конденсатора $C_ф$ предотвращает действие обратной связи в области средних и высоких частот, поскольку постоянная времени цепи, содержащей $C_ф$, в каждой схеме предполагается достаточно большой. Влияние указанной цепи на спад вершины импульса подробно рассматривается в § 4.2. На работу схемы температурной стабилизации конденсатор $C_ф$ влияния не оказывает.

В схеме рис. 3.14 дополнительное (по сравнению со схемой рис. 3.13) напряжение обратной связи снимается с резистора $R_ф$, который совместно с конденсатором $C_ф$ может использоваться для коррекции спада вершины импульса. Следует отметить, что отрицательная обратная связь через резистор R_2 ослабляет корректирующее действие ячейки $C_ф R_ф$.

В схеме рис. 3.15 дополнительное напряжение обратной связи снимается с резистора $R_к$. Эта схема полностью использует сопротивления постоянному току цепей эмиттера и коллектора для снижения коэффициента нестабильности N_s. Цепь $C_ф R_2''$ в этой схеме, так же как и ячейка $C_ф R_ф$ в схеме рис. 3.14, может одновременно осуществлять коррецию спада вершины импульса.

Недостатком схемы рис. 3.15 является то, что сопротивление R_2'' ввиду наличия конденсатора большой емкости $C_ф$ оказывается компонентой сопротивления нагрузки каскада по переменному току. С уменьшением R_2'' улучшается стабилизирующее действие схемы, но одновременно уменьшается сопротивление нагрузки каскада по переменному току, а следовательно, снижается коэффициент усиления каскада. Поэтому использование схемы рис. 3.15 не всегда может оказаться эффективным.

Необходимо отметить, что отказ от конденсатора $C_ф$ в схеме рис. 3.15 распространяет действие отрицательной обратной связи по напряжению на области средних и высоких частот. Такая отрицательная обратная связь (если учесть, что она является параллельной обратной связью по напряжению), как известно, уменьшает входное сопротивление транзисторного каскада.

Для схем температурной стабилизации рабочей точки рис. 3.14 и 3.15 коэффициент нестабильности определяется выражением

$$N_s = \frac{1 + D_0}{1 - \alpha_0 + D_0}, \tag{3.12}$$

где

$$D_0 = \frac{R_э}{R} + R' \frac{R_1 + R_э}{R_1 R_2}, \qquad R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{3.13}$$

Для схемы рис. 3.14 $R' = R_ф$; для схемы рис. 3.15 $R' = R_к$, $R_2 = R_2' + R_2''$.

Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки рис. 3.14

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{3.14}$$

Входное сопротивление схемы стабилизации рис. 3.15

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}. \qquad (3.15)$$

На работу схемы температурной стабилизации рабочей точки, как уже отмечалось, не оказывает влияния присутствие реактивных элементов. Это означает, что с точки зрения эффективности температурной стабилизации режима транзистора безразлично, в каком соотношении в схеме рис. 3.15 будут находиться сопротивления резисторов R_2' и R_2'', если только $R_2 = R_2' + R_2'' = \text{const}$. Соотношение сопротивлений резисторов R_2' и R_2'', зависящее от точки подсоединения конденсатора $C_ф$, определяется только исходя из допустимого входного сопротивления схемы стабилизации рабочей точки и сопротивления нагрузки в цепи коллектора для переменного тока. Влияние схемы стабилизации рабочей точки на сопротивление нагрузки для переменного тока можно учесть, заменив $R_к$ на $R_к' = \frac{R_к R_2''}{R_к + R_2''}$.

Сравнивая формулы для коэффициента нестабильности (3.10) и (3.12), легко видеть, что для схемы с двумя цепями обратной связи выражение D_0 представляет сумму двух членов. Первый член — такой же, как и в (3.10),—отражает влияние цепи отрицательной обратной связи по току. Второй член [отсутствующий в (3.10)] отражает влияние цепи отрицательной обратной связи по напряжению. Наличие второго члена в выражении D_0, как это следует из (3.12), способствует большему приближению коэффициента нестабильности к единице.

Можно рекомендовать следующую возможную последовательность расчета схемы стабилизации рабочей точки в предположении, что напряжение источника питания $E_п$ задано. Начало расчета п. 1, 2, 3 и 4 совпадает с пунктами порядка расчета схемы рис. 3.13.

Приводим следующие пункты, начиная с п. 5.

5. Определяем падение напряжения $\Delta E_к$ на резисторе R' (т. е. на $R_ф$, если рассчитывается схема рис. 3.14, или на $R_к$, если рассчитывается схема рис. 3.15).

Для схемы рис. 3.14.

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э - I_{к0} R_к.$$

Для схемы рис. 3.15

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э.$$

Через резистор R' протекают токи делителя $I_д$, коллектора $I_{к0}$ и базы $I_{б0}$. Поэтому очевидно, что $\Delta E_к$ должно удовлетворять неравенству $\Delta E_к > (I_{к0} + I_{б0})R'$.

6. Находим ток делителя

$$I_д = \frac{\Delta E_к - R'(I_{к0} + I_{б0})}{R'}.$$

Если $I_д$ получилось больше 0,2 $I_{к0}$, то это указывает на целесообразность увеличения R'. В случае схемы рис. 3.15, если нельзя увеличить сопротивление резистора $R_к$, то следует последовательно с $R_к$ ввести ячейку фильтра, при этом $R' = R_к + R_ф$. Если R' не задано, то его следует определить, задавшись током делителя (ориентировочно можно принять $I_д = 0,2\ I_{к0}$), при этом

$$R' = \frac{\Delta E_к}{I_д + I_{к0} + I_{б0}}.$$

В случае схемы рис. 3.15 сопротивление R' не должно быть меньше сопротивления резистора $R_к$, определяемого при расчете выбранной схемы каскада (см. § 4.1).

7. Определяем сопротивления резисторов делителя в цепи базы

$$R_1 = \frac{E_{б0} + \Delta E_э}{I_д},$$

$$R_2 = \frac{E_п - E_{б0} - \Delta E_э - \Delta E_к}{I_д + I_{б0}}.$$

8. Находим сопротивление

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

9. По формуле (3.12) определяем коэффициент нестабильности N_s и сравниваем с требуемым значением отношения $\Delta I_{к0}/\Delta I^*_{к0}$ (п. 4 расчета).

Если коэффициент нестабильности N_s заметно отличается от необходимой величины, то следует, задавшись другими значениями $\Delta E_э$ и $I_д$ (или R'), повторить расчет.

После расчета следует оценить приемлемость получившихся сопротивлений резисторов делителя R_1 и R_2. Критерием приемлемости может служить входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, а для схемы рис. 3.15 также и сопротивление нагрузки для переменного тока $R_к'$.

Важно отметить, что не всегда следует стремиться получить возможно большее входное сопротивление схемы стабилизации режима транзистора. Это относится к случаям усиления импульсов достаточно малой длительности, когда для снижения времени установления фронта импульса необходимо специально уменьшать сопротивление нагрузки в каскадах.

Пример 3. 2. Рассчитать схему температурной стабилизации рабочей точки с комбинированной отрицательной обратной связью по току и напряжению (см. рис. 3.15). Исходные данные для расчета те же, что и в примере 3.1.

Примем, так же как и в примере 3.1, $\Delta E_э = 3В$, $R_э = 620$ Ом и $\alpha_0 = 0,98$. Представляет интерес определить коэффициент нестабильности N_s для схемы рис. 3.15 и сравнить его с коэффициентом нестабильности, который обеспечивается при одинаковых исходных данных схемой рис. 3.13.

Находим падение напряжения на резисторе $R_к$

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э = 15 - 5 - 3 = 7 \text{ В}.$$

Задаваясь током делителя $I_д = 1{,}05$ мА, т. е. таким же значением тока, которое получено при расчете схемы рис. 3.13, определяем сопротивление резистора $R_к (R' = R_к)$ и далее R_1, R_2 и R_3:

$$R_к = \frac{\Delta E_к}{I_д + I_{к0} + I_{б0}} = \frac{7}{1{,}05 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 1{,}1 \text{ кОм},$$

$$R_1 = \frac{E_{б0} + \Delta E_э}{I_д} = \frac{0{,}32 + 3}{1{,}05 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 3{,}2 \text{ кОм}$$

(ближайший номинал 3,3 кОм),

$$R_2 = \frac{E_п - E_{б0} - \Delta E_э - \Delta E_к}{I_д + I_{б0}} = \frac{15 - 0{,}32 - 3 - 7}{1{,}05 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 4{,}2 \text{ кОм},$$

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3{,}3 \cdot 4{,}2}{3{,}3 + 4{,}2} \approx 1{,}85 \text{ кОм}.$$

Воспользовавшись формулой (3.12), рассчитываем коэффициент нестабильности, предварительно определив D_0:

$$D_0 = \frac{R_э}{R} + R_к \frac{R_1 + R_э}{R_1 R_2} = \frac{0{,}62}{1{,}85} + 1{,}1 \cdot \frac{3{,}3 + 0{,}62}{3{,}3 \cdot 4{,}2} \approx 0{,}65,$$

$$N_s = \frac{1 + D_0}{1 - \alpha_0 + D_0} = \frac{1 + 0{,}65}{1 - 0{,}98 + 0{,}65} \approx 2{,}5.$$

Сравнение результатов расчета схем рис. 3.13 и 3.15 показывает, что схема рис. 3.15 при том же токе делителя позволяет получить заметно меньший коэффициент нестабильности N_s (2,5 вместо 4,8). Вместе с тем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки для схемы рис. 3.13 значительно больше, поскольку для схемы рис. 3.15 $R_{ст} = \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}$, причем $R_2' < R_2$ ($R_2 = 4{,}2$ кОм).

§ 3.2. РЕЖИМ РАБОТЫ КАСКАДА НА ЛАМПЕ

Выбор режима работы при нагрузке в цепи анода. Обратимся к анодно-сеточной характеристике лампы (рис. 3.16) и рассмотрим, как следует выбирать рабочую точку лампы в разных случаях. При обсуждении этого вопроса, а также в дальнейшем изложении мы будем предполагать, что скважность импульсов значительна (больше десяти) и в связи с этим считать, что положение рабочей точки не изменяется заметным образом при подведении импульсов к сетке лампы.

Если выходной импульс должен иметь отрицательную полярность, то рабочая точка лампы (точка *a* на рис. 3.16) выбирается на нижнем сгибе характеристики. Выбор положения рабочей точки, левее указанного на рис. 3.16, существенно не увеличивает импульса тока,

однако ведет к значительному увеличению импульса напряжения, который нужно подвести к сетке лампы. Другими словами, при слишком «левом» выборе рабочей точки уменьшается средняя крутизна характеристики лампы оконечного каскада (отношение импульса тока к вызвавшему его импульсу напряжения на сетке лампы) и его коэффициент усиления, что, очевидно, приводит к требованию боль-

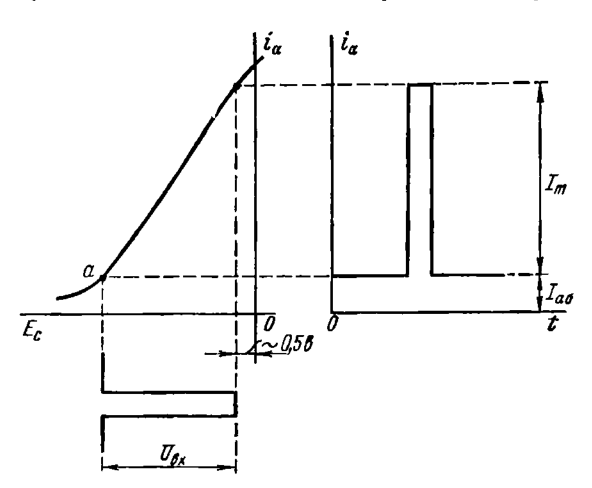


Рис. 3.16. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы при импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

шего коэффициента усиления от каскадов, предшествующих оконечному.

Если принять, что работа каскада должна проходить без захода в область сеточных токов, а также предусмотреть в этом отношении некоторый запас порядка 0,5 В, то амплитуда импульса на сетке лампы $U_{вх}$ и соответствующий максимальный импульс тока I_m можно легко определить по характеристике лампы (см. рис. 3.16).

При положительном выходном импульсе (рис. 3.17) рабочую точку лампы желательно, с точки зрения увеличения импульса тока, выбирать возможно ближе к оси ординат, т. е. выбрать возможно меньшее отрицательное смещение. Однако поскольку при этом постоянная составляющая тока оказывается значительной, необходимо проверить, не получается ли мощность рассеяния на аноде лампы при таком положении рабочей точки больше допустимой.

Условие правильного выбора рабочей точки из соображений допустимой мощности рассеяния на аноде лампы (при значительной скважности импульсов) может быть записано в виде

$$I_{a0} E_п - I_{a0}^2 R_- < P_a, \qquad (3.16)$$

или

$$I_{a0} E_{a0} < P_a,$$

где $I_{во}$ — постоянная составляющая анодного тока лампы; $E_{во}$ — напряжение на аноде лампы относительно катода; $E_п$ — напряжение источника анодного питания; R_- — суммарное сопротивление постоянному току в анодной и катодной цепях лампы (в общем случае $R_- = R_а + R_ф + R_к$); $P_а$ — допустимая мощность рассеяния на аноде лампы.

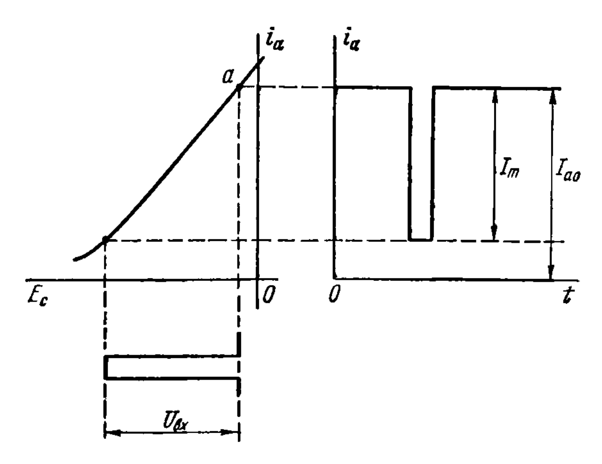


Рис. 3.17. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы при импульсе положительной полярности на выходе усилителя

Очевидно, что проверке на допустимость рассеяния подлежит также и та мощность, которая выделяется на экранной сетке лампы. Здесь необходимо удовлетворить условию

$$I_э E_п - I_э^2 R_э < P_э, \qquad (3.17)$$

где $I_э$ — ток экранной сетки; $R_э$ — сопротивление резистора в цепи экранной сетки; $P_э$ — допустимая мощность рассеяния на экранной сетке.

Если усилитель должен усиливать импульсы обеих полярностей, то в этом случае рабочий участок характеристики выбирается на основании тех же соображений, как и в случае отрицательного выходного импульса. Рабочая точка выбирается в середине рабочего участка характеристики (рис. 3.18). При усилении разнополярных импульсов и значительной скважности сохраняет справедливость условие (3.16), которым необходимо воспользоваться.

Для оконечного, а иногда и для предоконечного каскадов при большой амплитуде импульса на сетке форма импульса на выходе усилителя оказывается немного видоизмененной вследствие нелинейности характеристики лампы. Так, например, при положительном импульсе на сетке увеличивается запаздывание импульса, а форма импульса несколько улучшается, так как изменяется длительность фронта,

поскольку $t_у^* < t_у$ (рис. 3.19). При усилении импульсов разной полярности по той же причине и, следовательно, из-за различия в средней крутизне участков характеристики лампы, лежащих выше и

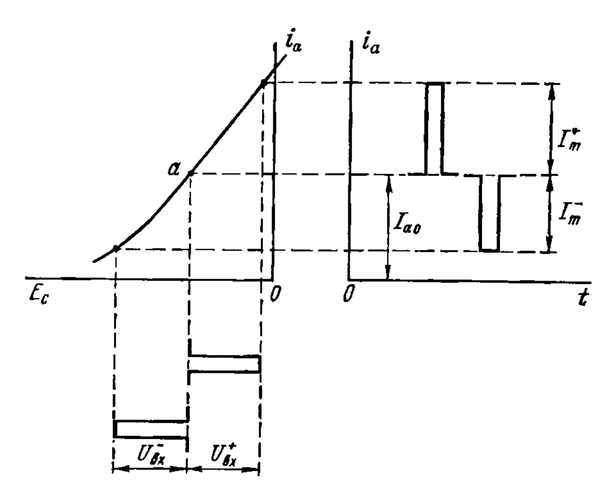


Рис. 3.18. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы при усилении импульсов обеих полярностей

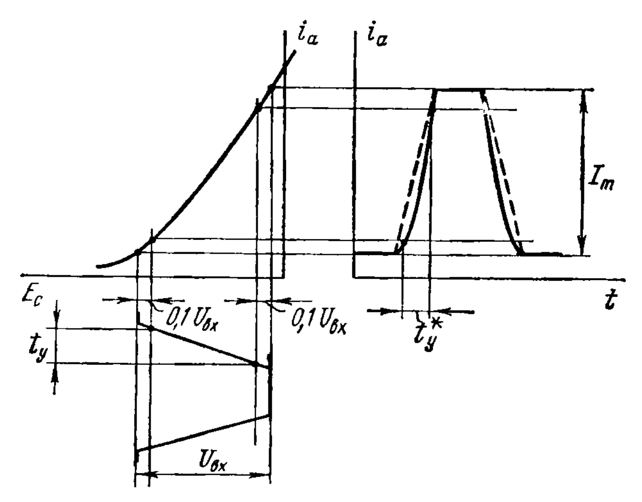


Рис. 3.19. Влияние нелинейности характеристики лампы на форму импульса

ниже рабочей точки, имеет место разный коэффициент усиления для импульсов разных знаков. Если по тем или иным соображениям необходимо получить примерно одинаковое усиление для импульсов разных знаков, то этого можно достигнуть, выбрав рабочие точки ламп

в оконечном и в предоконечном каскадах таким образом, чтобы уменьшить или устранить неравенство коэффициентов усиления.

Итак, выяснив амплитуду максимального импульса тока ориентировочно выбранной лампы, не представляет труда определить сопротивление нагрузки (при емкостной нагрузке усилителя $R_н = R_а$), коэффициент усиления и время установления оконечного каскада. Сопротивление нагрузки определяется по формуле

$$R_н = \frac{U_{вых}}{I_m}. \quad (3.18)$$

Коэффициент усиления оконечного каскада

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \quad (3.19)$$

Амплитуда импульса на входе оконечного каскада определяется непосредственно из построения по анодно-сеточной или анодным характеристикам лампы. Очевидно, что амплитуда импульса напряжения на входе должна соответствовать максимальному импульсу тока, если иметь в виду расчет каскада на минимальное время установления.

Выбор режима работы при нагрузке в цепи катода. Рассмотрим графический метод расчета катодного повторителя. Этот метод расчета в отличие от аналитического обладает большей наглядностью, позволяет получить суждение о влиянии нелинейности характеристики лампы на форму импульса, а также характеризуется большей точностью, так как табличное значение крутизны лампы при напряжении на сетке более 1—2 В отличается от значения средней крутизны.

Графический расчет катодного повторителя при пентодном включении лампы можно вести с некоторым приближением, пользуясь анодно-сеточной характеристикой $I_а = \varphi(E_с)$. При триодном режиме лампы катодного повторителя следует пользоваться динамической характеристикой анодного (катодного) тока лампы, построенной для данного значения сопротивления катодной нагрузки.

На рис. 2.5, *а* представлена простейшая схема катодного повторителя, а на рис. 3.20 изображена анодно-сеточная характеристика лампы этого же катодного повторителя. Положение рабочей точки *а* (см. рис. 3.20) на характеристике лампы катодного повторителя определяется пересечением нагрузочной прямой, проведенной под углом $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_к}$, с характеристикой анодного тока. При таком построении в случае пентодного включения лампы положение рабочей точки определяется приближенно, поскольку для определения ее координат используется характеристика анодного ($i_а$), а не катодного ($i_а + i_э$) тока. Принятое допущение практически не вносит в расчет заметной погрешности. Вместе с тем оно освобождает при проектировании от необходимости специально строить характеристику катодного тока, которая в справочниках не приводится.

Соображения, касающиеся выбора положения рабочей точки, не отличаются от приведенных ранее применительно к выходному кас-

каду с нагрузкой в цепи анода. Особенность заключается лишь в том, и это уже отмечалось, что в некоторых случаях сопротивление резистора $R_к$ может быть увеличено, а импульс тока соответственно уменьшен.

Определим непосредственным построением рабочий участок характеристики лампы и коэффициент передачи катодного повторителя.

Согласно рис. 2.5, *а* можно записать

$$U_с = U_к - U_{вх}. \tag{3.20}$$

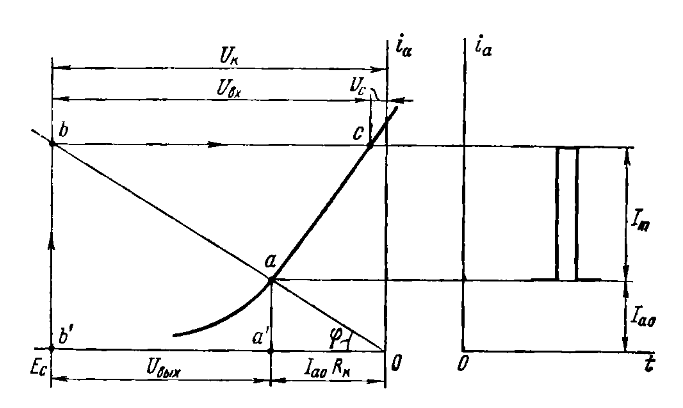


Рис. 3.20. Выбор режима работы катодного повторения (рис. 2.5 ,*а*) при импульсе положительной полярности на его выходе

Замечая, что

$$U_к = I_{а0} R_к + U_{вых} \tag{3.21}$$

и подставляя (3.21) в (3.20), получаем

$$U_с = I_{а0} R_к + U_{вых} - U_{вх}$$

или

$$U_с + U_{вх} = I_{а0} R_к + U_{вых}. \tag{3.22}$$

Построение, осуществленное согласно (3.22), представлено на рис. 3.20. Требуемая амплитуда выходного импульса откладывается при положительном выходном импульсе влево от рабочей точки, далее находятся точки *b* и *c*, расстояние между которыми отображает величину $U_{вх}$. Рабочий участок характеристики представляется отрезком *а* — *с*. Очевидно, что коэффициент передачи катодного повторителя определяется отношением отрезков $a'b'$ к bc.

Если импульс напряжения на выходе должен характеризоваться отрицательной полярностью, построение выполняются согласно

рис. 3.21. Здесь равенство (3.22) остается справедливым, поскольку $U_{вых}$ и $U_{вх}$ должны быть взяты со знаком «—».

Рассмотрим схему катодного повторителя, в котором смещение определяется частью сопротивления нагрузки (рис. 3.22).

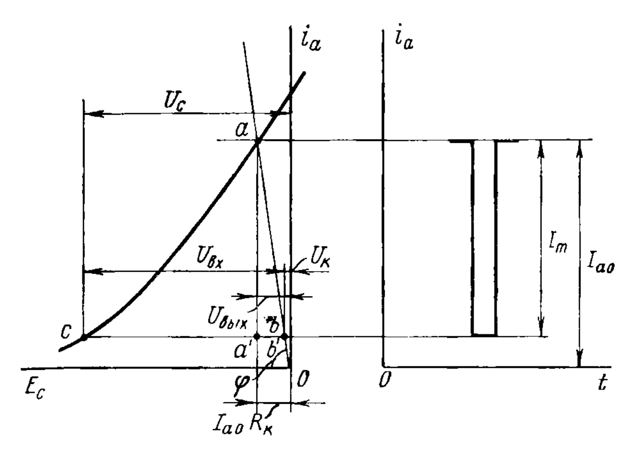


Рис. 3.21. Выбор режима работы катодного повторителя (рис. 2.5, *а*) при импульсе отрицательной полярности на его выходе

В этом случае построение для импульса положительной полярности проводится аналогично, с той лишь разницей, что определение $U_{вх}$ осуществляется по нагрузочной прямой *pq* для переменного тока (рис. 3.23). Прямая *ol* проводится под углом $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_{см}}$ для определения положения рабочей точки на характеристике лампы. Далее через рабочую точку проводится нагрузочная прямая для переменного тока под углом $\psi = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_{см} + R'}$.

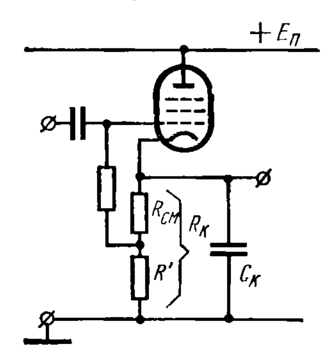


Рис. 3.22. Принципиальная схема катодного повторителя (смещение определяется частью полного напряжения на $R_к$)

Построение для случая отрицательного импульса на выходе приведено на рис. 3.24.

Рассмотрим еще случай работы катодного повторителя на согласованную линию при выходном импульсе, имеющем положительную полярность (рис. 3.25). Так как волновое сопротивление линии мало, то в некоторых случаях автоматическое смещение, получающееся на согласующем сопротивлении *R*, может оказаться недостаточным. Поэтому последовательно с согласующим сопротивлением *R* (оно при согласовании равно волновому сопротивлению линии) включают дополнительное сопротивление *R'*, зашунтированное большой емкостью. Построение для ука-

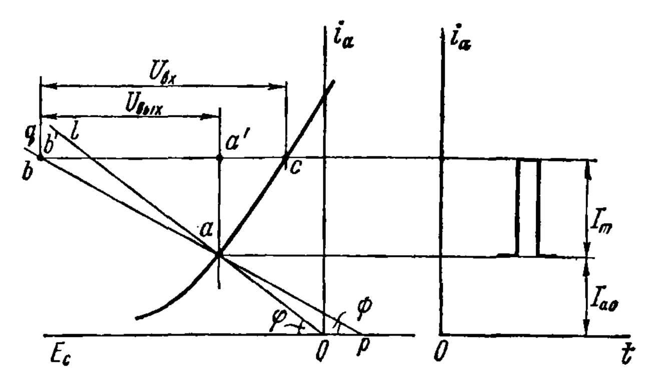


Рис. 3.23. Выбор режима работы катодного повторителя (рис. 3.22) при импульсе положительной полярности на его выходе

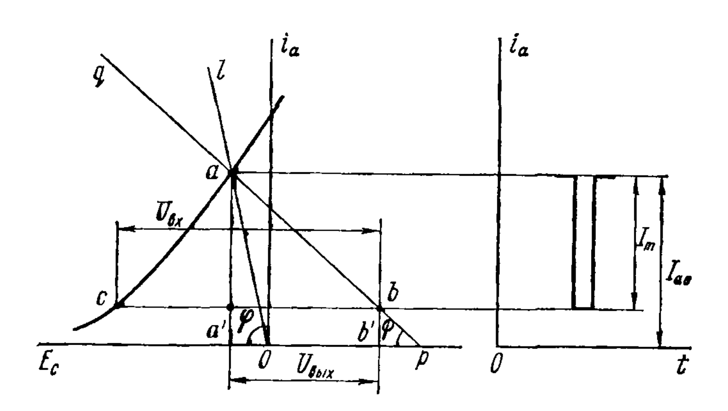


Рис. 3.24. Выбор режима работы катодного повторителя (рис. 3.22) при импульсе отрицательной полярности на его выходе

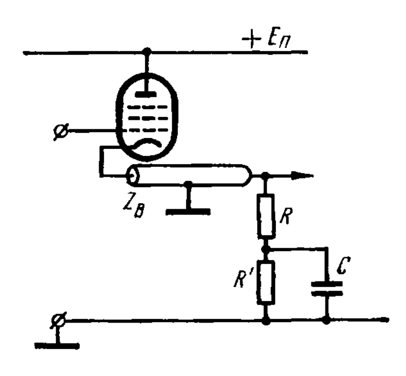


Рис. 3.25. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию

занного случая приведено на рис. 3.26 и не нуждается в дополнительных пояснениях.

Аналитический расчет схемы катодного повторителя, работающего на линию, рассматривается в гл. 4. При этом следует иметь в виду, что при большой амплитуде импульса напряжения на выходе катод-

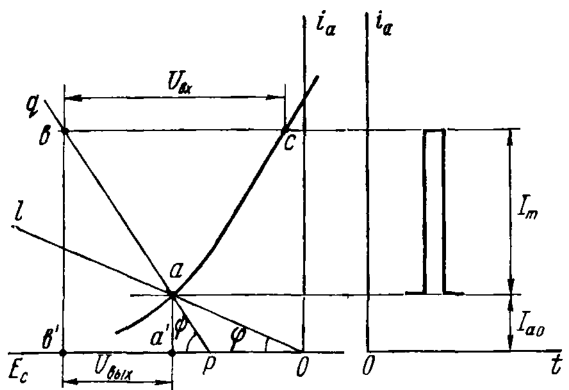


Рис. 3.26. Выбор режима работы катодного повторителя (рис. 3.25) при импульсе положительной полярности на его выходе

ного повторителя в расчетные формулы входит средняя крутизна рабочего участка анодно-сеточной характеристики лампы.

Катодный повторитель сравнительно часто используется в качестве оконечного каскада при большом уровне сигнала на выходе усилителя, поэтому представляет интерес вопрос о наибольшей допустимой амплитуде импульса напряжения на входе катодного повторителя.

На вход катодного повторителя может быть подано бо́льшее напряжение, чем на вход каскада с анодной нагрузкой при использовании той же лампы. Это объясняется тем, что фактическое напряжение, действующее между сеткой и катодом, представляет в случае катодного повторителя разность между входным и выходным напряжениями. Если коэффициент передачи катодного повторителя близок к единице, то входное напряжение может в несколько раз превышать напряжение отсечки $E_{отс}$ (рис. 3.27).

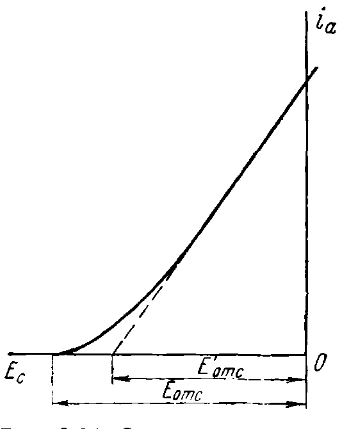


Рис. 3.27. Определение напряжения отсечки $E'_{отс}$

При работе катодного повторителя в импульсном режиме возможны специфические искажения, которые возникают в случае превышения входным импульсом определенной величины. Эти искажения обусловлены инерционностью нагрузки катодного повторителя (на-

личием емкости $C_к$). Если к входу катодного повторителя приложен, например, импульс положительной полярности, то по прекращении его действия напряжение на нагрузке каскада вследствие наличия емкости $C_к$ спадает не сразу. Это напряжение обращено минусом к сетке и, следовательно, при слишком большой амплитуде импульса напряжения на входе лампа катодного повторителя может оказаться запертой. При этом постоянная времени разряда равна $C_к R_к$, а не $\frac{C_к R_к}{1 + SR_к}$, так как только «открытая» лампа может способствовать ускоренному разряду.

Максимальное входное напряжение импульса определяется выражением [14]

$$U_{вх\,max} = \frac{0{,}8\,t_у (1 + SR_к)}{0{,}8t_у + \frac{2SR_к C_к R_к}{1 + SR_к}\left(1 - e^{-\frac{0{,}8\,t_у (1+SR_к)}{C_к R_к}}\right)} \left| E'_{отс} \right|, \quad (3.23)$$

где $t_у$ — время фронта импульса, действующего на входе катодного повторителя.

Участок сеточной характеристики лампы левее $E'_{отс}$ характеризуется заметно меньшей крутизной. Поэтому в (3.23) указано не фактическое значение напряжения отсечки, а несколько меньшее, определяемое согласно рис. 3.27.

Из формулы (3.23) следует, что максимальная амплитуда импульса напряжения на входе во всяком случае больше величины

$$\frac{0{,}8t_у (1 + SR_к) \left| E'_{отс} \right|}{0{,}8t_у + \frac{2SR_к C_к R_к}{1 + SR_к}}.$$

Кроме того, при $SR_к \to 0$:

$$U_{вх\,max} \approx \left| E'_{отс} \right|,$$

а при $SR_к \gg 1$

$$U_{вх\,max} \approx \frac{0{,}8t_у SR_к}{0{,}8t_у + 2C_к R_к} \left| E'_{отс} \right|.$$

Максимальная амплитуда импульса напряжения на выходе

$$U_{вых\,max} = U_{вх\,max} \frac{SR_к}{1 + SR_к}. \quad (3.24)$$

При подаче на вход катодного повторителя импульсов отрицательной полярности следует учесть мощность рассеяния, которую допускает лампа, и соответственно выбрать рабочую точку. При этом вместо $|E'_{отс}|$ в приведенные формулы подставляется величина $|E'_{отс}| - |E_{см}|$, где $|E_{см}|$ — напряжение смещения рабочей точки.

§ 3.3. РЕЖИМ РАБОТЫ КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

На рис. 3.28 представлено семейство типичных статических стоковых характеристик полевого транзистора $I_с = \varphi(E_с)$ при $E_з = \mathrm{const}$ для схемы с общим истоком, а на рис. 3.29 — соответствующее семейство проходных стоко-затворных характеристик $I_с = \psi(E_з)$ при $E_с = \mathrm{const}$. Для выбора режима полевого транзистора достаточно воспользоваться одним из приведенных семейств. Далее приводится методика выбора режима работы полевого транзистора по его стоковым характеристикам для случаев большого сигнала (выходной каскад) и малого сигнала (предварительные каскады усиления).

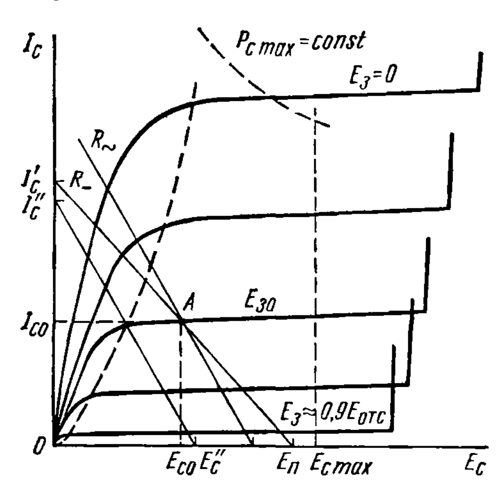


Рис. 3.28. К выбору режима работы каскада на полевом транзисторе. Построение прямых нагрузки на поле семейства стоковых характеристик $I_с = \varphi\ (E_с)$ при $E_з = \mathrm{const}$

Рис. 3.29. К выбору режима работы каскада на полевом транзисторе. Семейство статических проходных стоко-затворных характеристик $I_с = \psi(E_з)$ при $E_с = \mathrm{const}$. Напряжению отсечки соответствует ток $I_с = 10$ мкА

Как видно из рис. 3.28, стоковые характеристики имеют два качественно отличных участка: — начальный крутой участок (так называемый триодный — по сходству с характеристиками лампового триода), соответствующий малым напряжениям на стоке, и его продолжение — пологий участок (так называемый пентодный — по сходству с характеристиками пентода), соответствующий бо́льшим значениям стокового напряжения. Здесь же пунктиром указана линия, примерно разделяющая эти участки.

Область, используемая для усиления (рабочая область), охватывает пологую часть стоковых характеристик. Она ограничивается:

— линией, разделяющей триодную и пентодную части стоковых характеристик;

— предельно допустимым значением напряжения на стоке $E_{c\max}$;
— характеристикой тока стока при напряжении на затворе $E_з = 0$;
— гиперболой предельно допустимой мощности рассеяния на стоке $P_{c\max}$;
— характеристикой тока стока при напряжении на затворе равном примерно 0,8—0,9 напряжения отсечки $E_{отс}$.

Предельно допустимые режимы эксплуатации транзисторов (максимально допустимое напряжение на стоке, максимально допустимое напряженне между стоком и затвором, минимальная и максимальная температура окружающей среды и другие предельные для транзисторов значения) приводятся в справочниках (см. также приложение 5).

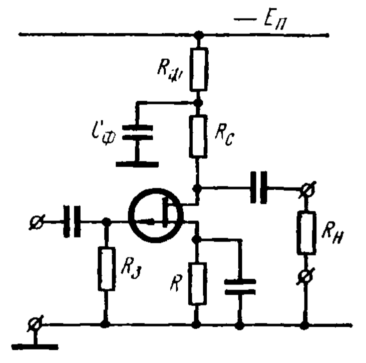


Рис. 3.30. Принципиальная схема реостатного каскада на полевом транзисторе

На рис. 3.30 представлена основная принципиальная схема каскада на полевом транзисторе (с общим истоком). Режим работы каскада по схеме рис. 3.30 при данных сопротивлеииях резисторов R, R_c, $R_ф$ и $R_н$ и напряжении источника питания $E_п$ определяется координатами рабочей точки I_{c0} и E_{c0}, т. е. положением рабочей точки A на поле стоковых характеристик, которое зависит от выбора смещающего напряжения на затворе. Рабочая точка A лежит на прямой нагрузки для постоянного тока, проведенной между точками $E_c = E_п$ и $I_c' = E_п/R_-$ (см. рис. 3.28), где R_-— сопротивление нагрузки для постоянного тока, равное сумме $R + R_c + R_ф$. Прямая нагрузки для переменного тока проводится через рабочую точку A под углом $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_\sim}$, где $R_\sim$ — сопротивление нагрузки для переменного тока, равное $R_cR_н/(R_c + R_н)$.

Напомним построение прямой нагрузки для переменного тока. Задаваясь значением $E_c = E_c''$ (произвольное значение) и определяя $I_c'' = E_c''/R$, отмечают соответствующие точки на осях координат графика рис. 3.28 и соединяют их прямой линией, являющейся вспомогательной. Далее через рабочую точку A параллельно вспомогательной линии проводится прямая, которая является искомой прямой нагрузки для переменного тока.

В отличие от биполярного транзистора, у которого ток в цепи базы имеет порядок десятков микроампер, прямой ток затвора в полевом транзисторе с *p-n*-переходом при температуре окружающей среды +20° С составляет сотые доли микроампера (для транзисторов с изолированным затвором ток затвора значительно меньше). Следует, однако, заметить, что при изменении знака напряжения на затворе резко возрастает обратный ток затвора (подобно току сетки электрон-

ной лампы, который также резко возрастает, когда потенциал сетки относительно катода становится положительным). Поэтому обычно не допускается работа на участке прямой нагрузки для переменного тока, находящемся выше характеристики тока стока при $E_з = 0$.

Выбор режима работы предварительных каскадов. Положение рабочей точки, определяющее режим каскада предварительного усиления при малом уровне сигнала на входе, обычно (если не требуется снижения энергии, отдаваемой источником питания, или уменьшения рассеиваемой транзистором мощности) выбирается в области с относительно более высокой крутизной характеристики тока стока.

Полевой транзистор характеризуется, как известно, квадратичной зависимостью тока стока от напряжения на затворе и соответственно линейной зависимостью крутизны характеристики тока стока от того же напряжения. Таким образом, более высокому положению рабочей точки на прямой нагрузки соответствует и большее значение крутизны характеристики тока стока. Недостатком выбора высокого положения рабочей точки является большее потребление каскадом энергии источника питания. Очевидно, что в случае, когда вопрос экономичности питания имеет существенное значение, необходимо компромиссное решение. Заметим, что такое решение, как правило, связано с применением коррекции в каскадах, а также с увеличением числа каскадов предварительного усиления.

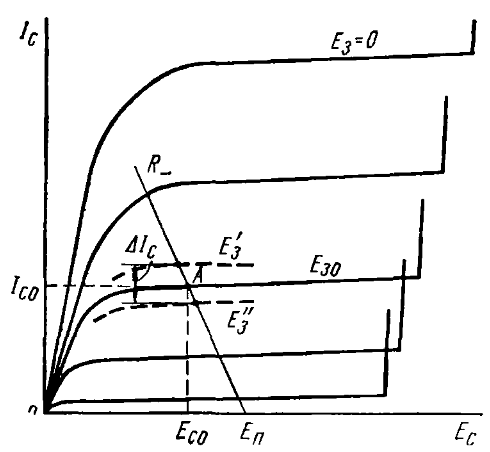


Рис. 3.31. К определению крутизны характеристики тока стока полевого транзистора в рабочей точке

Крутизну характеристики для выбранного положения рабочей точки (рис. 3.31) можно определить по отношению приращений ΔI_c и $\Delta E_з$, взятых в окрестности рабочей точки. Согласно рис. 3.31,

$$\Delta E_з = |E_з' - E_з''| \quad \text{и} \quad S \approx \frac{\Delta I_c}{|E_з' - E_з''|}.$$

Выбор режима работы выходного каскада. Выбор режима работы выходного каскада на полевом транзисторе по его стоковым характеристикам по своей методике практически совпадает с выбором режима работы выходного каскада на биполярном транзисторе по его коллекторным характеристикам (см. § 3.1).

Основными исходными данными к выбору режима являются требуемые амплитуда и полярность выходного импульса напряжения, который необходимо получить на сопротивлении нагрузки. Наибольший импульс тока, который допускает транзистор, соответствует при

данной амплитуде выходного импульса напряжения наименьшему сопротивлению нагрузки (с учетом, согласно рис. 3.30, сопротивления резистора $R_с$ в цепи стока) и, следовательно, наименьшему времени установления фронта импульса в выходном каскаде.

Первоначально, при выборе режима выходного каскада, следует ориентироваться на полное использование транзистора по импульсу тока. Далее, в соответствии с рекомендациями, изложенными в § 2.2, после расчета каскадов предварительного усиления оценивается правильность выбора режима выходного каскада и его основных параметров — коэффициента усиления и времени установления фронта импульса и при необходимости производится уточнение расчета.

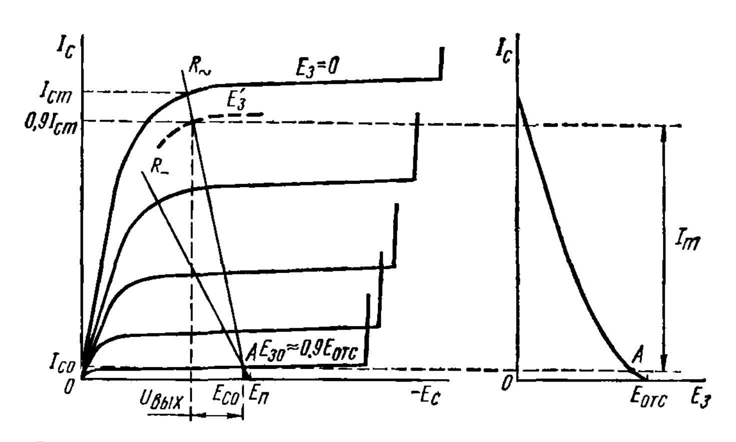


Рис 3.32. Выбор режима работы выходного каскада на полевом транзисторе при импульсе положительной полярности на выходе усилителя

На рис. 3.32, 3.33 и 3.34 даны примеры выбора режима работы выходного каскада на полевом транзисторе с каналом p-типа для следующих случаев: а) полярность выходного импульса положительна; б) полярность выходного импульса отрицательна; в) выходные импульсы могут иметь полярность любого знака. При этом предполагается, что прямые нагрузки для постоянного и переменного токов содержат участки, лежащие в пределах рабочей области. Наряду с семейством характеристик тока стока $I_с = \varphi(E_с)$ при $E_з = \text{const}$, на каждом из рис. 3.32, 3.33 и 3.34 приведена также динамическая проходная стоко-затворная характеристика $I_с = \psi(E_з)$, построенная по данным точек пересечения прямой нагрузки для переменного тока с характеристиками тока стока, которые соответствуют разным значениям напряжения на затворе.

Если полевой транзистор имеет канал n-типа, то построениям на рис. 3.32, 3.33 и 3.34 соответствуют случаи выбора режима при выходном импульсе, имеющем полярность противоположного знака. Отметим, что наличие значительного начального триодного участка у характеристик тока стока полевого транзистора не позволяет полу-

чить, как в случае применения в выходном каскаде биполярного транзистора, высокое использование напряжения источника питания ($U_{вых}/E_п$).

При выходном импульсе положительной полярности (рис. 3.32) рабочая точка выбирается на нижнем участке прямой нагрузки при

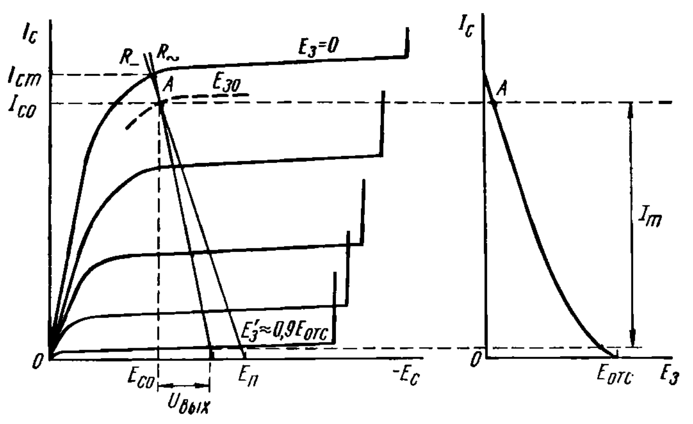


Рис. 3.33. Выбор режима работы выходного каскада на полевом транзисторе при импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

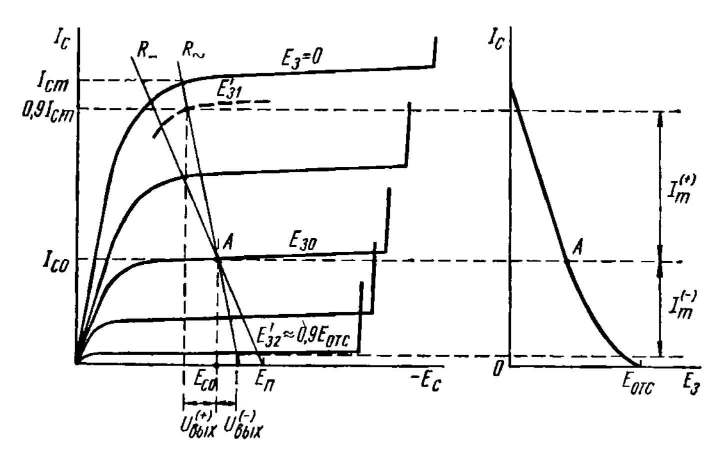


Рис. 3.34. Выбор режима работы выходного каскада на полевом транзисторе при усилении импульсов обеих полярностей

напряжении на затворе $E_з \approx 0{,}9\ E_{отс}$. Амплитуда импульса тока $I_m \approx 0{,}9\ I_{cm} - I_{c0}$, где I_{cm} — ток стока при $E_з = 0$. При выходном импульсе отрицательной полярности (см. рис. 3.33), а также в случае усиления импульсов обеих полярностей (см. рис. 3.34), используется тот же рабочий участок прямой нагрузки для переменного тока, что и при выходном импульсе положительной полярности.

Коэффициент усиления выходного каскада легко определяется непосредственно из построения

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{|E_з' - E_{з0}|},$$

где $E_{з0}$ — напряжение на затворе, соответствующее положению рабочей точки; $E_з'$ — напряжение на затворе, соответствующее вершине импульса тока.

Сопротивление нагрузки $Z_н$ в большинстве случаев представляется параллельным соединением $R_с$, $R_н$ и $C_н$. Если $R_н = \infty$ (или достаточно велико), то при этом наклон прямой нагрузки для переменного тока полностью (или практически полностью) зависит от выбора сопротивления режимного резистора $R_с$. Очевидно, что при выборе сопротивлений резисторов R, $R_с$ и $R_ф$ (см. рис. 3.30), следует исходить из необходимого наклона нагрузочных прямых для переменного и постоянного токов.

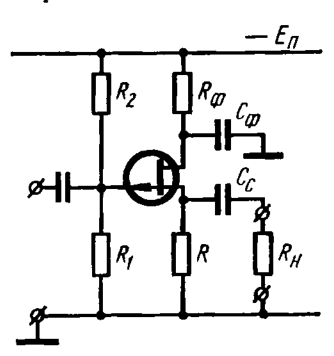


Рис. 3.35. Принципиальная схема истокового повторителя

На основании рис. 3.28 можно записать

$$R + R_с + R_ф = \frac{E_п}{I_с'}, \tag{3.25}$$

$$\frac{R_с R_н}{R_с + R_н} = \frac{E_с''}{I_с''}. \tag{3.26}$$

Вначале определяется $R_с$ ($R_н$ считается известным) и далее сумма $R + R_ф$. В ряде случаев может встретиться обратная задача — определение по данным R, $R_с$, $R_ф$ и $R_н$ отношений $E_п/I_с'$ и $E_с''/I_с''$ с последующим построением нагрузочных прямых и оценкой приемлемости выбранных apriori сопротивлений резисторов (кроме $R_н$). Заметим, что наклон нагрузочных прямых допустимо изменять в некоторых пределах в зависимости от соотношения $U_{вых}$ и $E_п$, а также в случае работы с импульсом тока, который меньше максимального для выбранного типа транзистора.

Выбор режима истокового повторителя (рис. 3.35) при большом сигнале на входе аналогичен выбору режима выходного каскада с общим истоком. Графический расчет режима иллюстрируется теми же примерами (см. рис. 3.32, 3.33 и 3.34). При этом, однако, необходимо учитывать следующее.

1. Полярность импульса напряжения на выходе истокового повторителя та же, что и на его входе. Поэтому рис. 3.33 соответствует случаю выходного импульса положительной полярности, а рис. 3.32 — выходному импульсу отрицательной полярности.

2. Сопротивления нагрузки для постоянного и переменного токов в случае истокового повторителя определяются выражениями:

$$R_{-} = R + R_{ф}, \qquad R_{\sim} = \frac{R R_{н}}{R + R_{н}}. \tag{3.27}$$

В соответствии с (3.27), а также учитывая связь R_{-} и $R_{\sim}$ с наклоном прямых нагрузки, можно записать (см. рис. 3.28)

$$R + R_{ф} = \frac{E_{п}}{I_{с}'}, \qquad \frac{R R_{н}}{R + R_{н}} = \frac{E_{с}''}{I_{с}''}. \tag{3.28}$$

3. Коэффициент передачи истокового повторителя

$$K_{п} = \frac{U_{вых}}{U_{вых} + |E_{з}' - E_{з0}|}, \tag{3.29}$$

где $U_{вых} + |E_{в}' - E_{з0}|$ — амплитуда импульса на входе истокового повторителя.

Соответствующие значения $U_{вых}$ и $|E_{в}' - E_{з0}|$ можно найти из графического построения.

Заметим, что при большой амплитуде импульса напряжения на входе истокового повторителя выбор режима предоконечного каскада следует выполнять, придерживаясь методики, указанной для выходного каскада.

Температурная стабилизация режима работы. Параметры полевого транзистора, так же как и биполярного, зависят от температуры. Изменение температуры оказывает влияние на ток утечки затвора, величину контактной разности потенциалов *p-n*-перехода между затвором и каналом и на изменение подвижности основных носителей заряда.

Ток утечки имеет приближенно экспоненциальную зависимость от температуры и при высокой температуре и значительном сопротивлении резистора $R_{з}$ в цепи затвора (порядка единиц мегом) создает на нем заметное дополнительное смещение, что может привести к существенному изменению положения рабочей точки и режима каскада. У полевых транзисторов с изолированным затвором ток утечки затвора более чем на порядок меньше, чем у транзисторов с *p-n*-переходом. В связи с этим влияние температуры на режим работы, проявляющееся через изменение тока утечки затвора, у этих транзисторов отсутствует.

При выборе сопротивления резистора $R_{з}$ порядка 200—300 кОм, что вполне допустимо в импульсном усилителе, можно практически не считаться с влиянием изменения тока утечки при повышении температуры.

В импульсном усилителе выбор сопротивления резистора в цепи затвора обычно имеет значение лишь в отношении качества воспроизведения вершины импульса. Влияние сопротивления резистора $R_{з}$ данного каскада на общее сопротивление нагрузки предшествующего каскада допустимо не учитывать, если иметь в виду, что сопротивления нагрузок в импульсном усилителе достаточно малы (сотни ом, килоомы), а сопротивление $R_{з}$ обычно на два-три порядка больше сопротивления нагрузки.

Входное сопротивление усилителя во многих случаях определяется сопротивлением $R_з$ в цепи затвора первого каскада. При малом внутреннем сопротивлении $R_г$ источника сигнала влияние резистора $R_з$ первого каскада на основные параметры входной цепи практически отсутствует. При относительно же большом сопротивлении $R_г$ входное сопротивление усилителя в некоторых случаях необходимо специально уменьшить с тем, чтобы довести время установления входной цепи до приемлемого значения (при этом соответственно падает коэффициент передачи входной цепи).

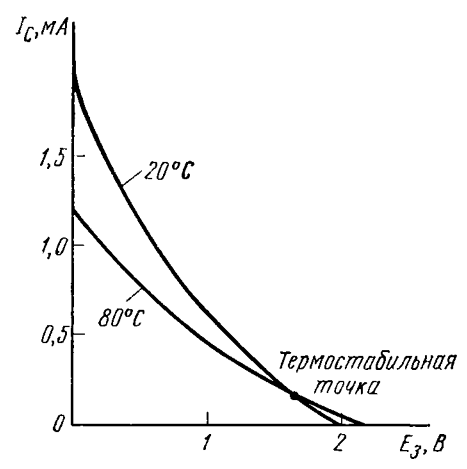


Рис. 3.36. Стоко-затворные характеристики полевого транзистора КП103 при $t = 20°C$ и $t = 80°C$. Термостабильная точка — точка пересечения характеристик

Таким образом, выбор резистора $R_з$ с сопротивлением 200—300 кОм (чтобы избежать влияния изменения температуры) не приводит к ухудшению параметров усилителя.

Зависимость тока стока от температуры обусловлена ее влиянием на контактную разность потенциалов и степень подвижности основных носителей заряда. При повышении или понижении температуры контактная разность потенциалов и подвижность основных носителей имеют такую направленность своего изменения, которой соответствует противоположный характер влияния этих факторов на ток стока. На стоко-затворной характеристике транзистора можно указать точку, называемую термостабильной, которая практически не меняет своего положения при изменении температуры. В этой точке имеет место компенсация указанных противоположных по характеру своего воздействия на ток стока влияний.

В качестве примера рис. 3.36 представлены стоко-затворные характеристики полевого транзистора КП103 при $t = +20°C$ и $t = +80°C$ [23]. Как видно из рисунка, термостабильной точке соответствует напряжение на затворе сравнительно близкое к напряжению отсечки. Для большей части стоко-затворной характеристики, лежащей левее термостабильной точки, температурный коэффициент тока отрицателен. При повышении температуры ток стока в этой области уменьшается и также несколько уменьшается крутизна характеристики. При понижении температуры характер изменений будет обратным.

Для температурной стабилизации режима работы каскадов на полевых транзисторах используются те же методы, что и при температурной стабилизации каскадов на биполярных транзисторах. Простым и одновременным эффективным способом температурной стабилизации является, в частности, применение отрицательной обратной

связи по постоянному току. На рис. 3.37 показана схема реостатного каскада с сопротивлением автоматического смещения $R_и$ в цепи истока и постоянным напряжением E, действующим навстречу напряжению автоматического смещения. Конденсатор C, если он специально не выбран малой емкости, блокирует резистор $R_и$, устраняя отрицательную обратную связь по переменному току. При $E = 0$ эффективность стабилизации в рассматриваемой схеме мала, так как сопротивление резистора $R_и$ нельзя выбрать достаточно большим из-за необходимости создания на нем определенного смещающего напряжения на затворе. Выбор достаточно большого постоянного напряжения E, превышающего I_{cm}/S, позволяет значительно увеличить сопротивление резистора $R_и$, а следовательно, и глубину отрицательной обратной связи по постоянному току. При этом стабилизация тока стока существенно улучшается, одновременно стабилизируется и крутизна стоковой характеристики. Эффективность стабилизации можно приближенно оценить отношением

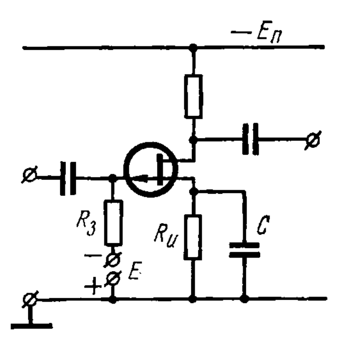


Рис. 3.37. Принципиальная схема реостатного каскада на полевом транзисторе с дополнительным источником постоянного напряжения в цепи затвора

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cm}} = \frac{1}{1 + SR_и}. \qquad (3.30)$$

Как следует из формулы (3.30), изменение ΔI_c тока стока в рабочей точке будет в $1 + SR_и$ раз меньше изменения ΔI_{cm} тока насыщения. Очевидно, что сопротивление резистора $R_и$ желательно выбрать возможно бóльшим. Предельное значение сопротивления $R_и$ определяется исходя из допустимого минимального наклона нагрузочной прямой для постоянного тока. При прочих равных условиях наклон нагрузочной прямой будет тем меньше, чем больше напряжение $E_п$ источника питания. При выборе этого напряжения следует учесть, что оно во всяком случае должно быть меньше напряжения пробоя (при запертом транзисторе напряжение на стоке равно $E_п$).

Как и для биполярного транзистора схема стабилизации не только уменьшает влияние изменения температуры на режим работы полевого транзистора, но ослабляет также влияние разброса параметров транзисторов одного типа, что существенно при их смене.

Литература: [1, 3, 10, 11, 12, 32].

Глава 4

РАСЧЕТ ОТДЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Расчет отдельных каскадов выполняется после определения примерного числа каскадов усилителя и выяснения основных данных (времени установления $t_у$ и коэффициента усиления K при допустимом выбросе), которым должен удовлетворять отдельный каскад.

На основании предварительного выбора (см. гл. 2) предполагаются известными тип активного элемента, а также его параметры в рабочей точке.

При расчете каскада на биполярном транзисторе следует располагать сведениями о низкочастотных g_{11}, g_{21}, g_{22} и высокочастотных τ, $r_б$ и $C_к$ параметрах транзистора в рабочей точке. Эти данные для некоторых типов транзисторов приведены в приложении 1. В связи с малым влиянием, которое оказывает на результаты расчета учет параметра g_{12} последний в приводимые далее расчетные формулы не входит.

При расчете лампового каскада необходимо иметь сведения о следующих параметрах лампы в рабочей точке: крутизне характеристике S, внутреннем сопротивлении R_i, внутреннем сопротивлении по экранирующей сетке $R_{iэ}$ (значения $R_{iэ}$ для ряда ламп указаны в § 4.4). Должны быть также известны выходная $C_{вых.л}$, входная $C_{вх.л}$ и проходная $C_{ас}$ емкости лампы.

При расчете каскада на полевом транзисторе следует иметь данные о крутизне характеристики S тока стока, внутреннем сопротивлении R_i, значениях межэлектродных емкостей $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$ (для лампы и полевого транзистора крутизна характеристики и внутреннее сопротивление обозначаются одинаково).

Следует отметить, что внутреннее сопротивление R_i лампы (пентода) и полевого транзистора обычно во много раз превышает активное сопротивление нагрузки каскада и поэтому при расчете его в большинстве случаев допустимо не учитывать.

При расчете входной цепи необходимо знать величину внутреннего сопротивления источника сигнала, а при расчете оконечного каскада — иметь сведения о данных нагрузки. Указанные характеристики источника сигнала и нагрузки надо взять из технического задания на проектируемый усилитель.

Если результат расчета каскада покажет, что предъявленные к нему требования существенно перевыполняются, например, при требуемом коэффициенте усиления K и допустимом выбросе δ время установления оказалось более чем в полтора раза меньше необходимого, то это указывает на возможность в ряде случаев упростить схему каскада, отказавшись от применения коррекции, или выполнить усилитель с меньшим числом каскадов. Такую возможность, если она возникла, следует рассмотреть, поскольку при ее реализации достигается более экономичное решение задачи.

Настоящая глава содержит указания по методике расчета отдельных каскадов на лампах и транзисторах (биполярных и полевых), в том числе каскадов с плавными и ступенчатыми регуляторами уси-

ления, а также ряда схем входных цепей усилителя. К каждой схеме приводятся формулы для расчета коэффициента усиления, времени установления, выброса, спада вершины импульса и другие, с помощью которых определяются параметры схемы, а также значения входящих в схему активных и реактивных сопротивлений. К некоторым схемам дополнительно даются графики, облегчающие определение той или иной величины. Для удобства изложения (при сравнении схем, а также при ссылках с целью избежать повторений) каждой схеме присвоен номер.

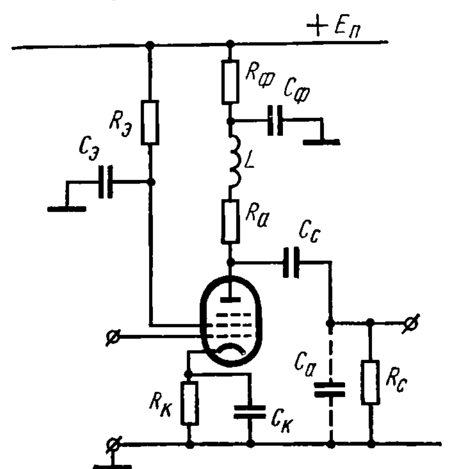


Рис. 4.1. Принципиальная схема лампового каскада с параллельной коррекцией

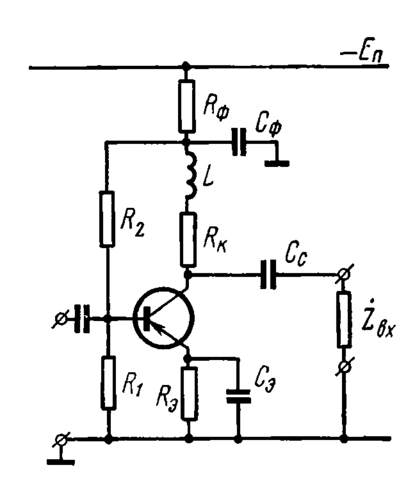


Рис. 4.2. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией на биполярном транзисторе

Каскад усилителя импульсных сигналов содержит цепи, которые в большинстве случаев резко различаются по величине их постоянной времени. Цепи с малой постоянной времени, значение которой примерно в несколько раз меньше длительности импульса, оказывают влияние на характер быстро протекающего процесса формирования переднего и заднего фронтов усиливаемых импульсов. Цепи с большой постоянной времени, значение которой много больше длительности импульса, оказывают влияние на медленно протекающий процесс формирования вершины импульса. Такими цепями с большой постоянной времени являются вспомогательные цепи усилителя, обеспечивающие его режим по постоянному току и фильтрацию. Соотношение большой и малой постоянных времени, как правило, составляет сотни и тысячи.

Обратимся к примеру. На рис. 4.1 изображена схема каскада с параллельной (простой) коррекцией, выполненная на лампе, а на рис. 4.2 и 4.3 — аналогичные схемы, выполненные на биполярном и полевом транзисторах. Предположим, что нагрузкой каскадов являются такие же каскады.

Рассмотрим вначале ламповый каскад. Здесь цепью с малой постоянной времени является цепь, содержащая резистор $R_а$, паразитную межкаскадную емкость $C_а$, а также корректирующую катушку индуктивности L. Цепями с большой постоянной времени являются цепи $C_сR_с$, $C_эR_э$ и $C_фR_ф$. Цепь $C_кR_к$ может характеризоваться малой или большой постоянной времени. В первом случае цепь $C_кR_к$ используется для коррекции воспроизведения фронта импульса (за счет действия отрицательной комплексной обратной связи по току). Во втором случае при большой постоянной времени ячейка $C_кR_к$, практически не влияя на воспроизведение фронта импульса, вызывает спад его вершины.

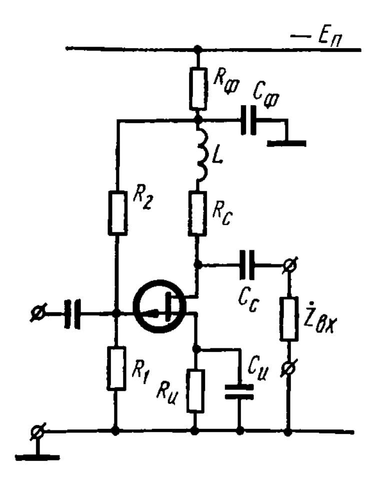


Рис. 4.3 Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией на полевом транзисторе

Соответствующие цепи каскадов на биполярном и полевом транзисторах оказывают аналогичное действие (см. рис. 4.2 и 4.3). Ячейка $C_эR_э$ в цепи эмиттера и ячейка $C_иR_и$ в цепи истока также могут быть выбраны с малой или большой постоянной времени. При малой постоянной времени имеет место так называемая эмиттерная (или истоковая) коррекция воспроизведения фронта импульса, которая чаще используется как самостоятельная, а иногда в сочетании с индуктивной коррекцией.

Тот факт, что разные цепи оказывают преобладающее влияние на определенные параметры импульса, позволяет отдельно рассматривать и рассчитывать усилительный каскад, исходя из его эквивалентных схем соответственно для высоких и низких частот, т. е. в зависимости от рассчитываемого круга величин допустимо исключать из рассмотрения цепи либо с малыми, либо с большими постоянными времени.

На рис. 4.4 и 4.5 представлены схемы описанного ранее лампового каскада, причем в первой схеме оставлена только цепь с малой постоянной времени, а во второй оставлены только цепи с большими постоянными времени. На рис. 4.6—4.9 изображены аналогичные схемы каскадов на биполярном и полевом транзисторах. В приведенных схемах рис. 4.4—4.9 предполагается, что ячейки соответственно в цепях катода, эмиттера и истока имеют большие постоянные времени.

В § 4.1 и 4.3 приводятся принципиальные схемы каскадов на биполярных транзисторах, лампах и полевых транзисторах, в которых сохранены лишь цепи, имеющие малую постоянную времени, цепи с большой постоянной времени опущены, так как их исключение практически не отражается на результатах расчета коэффициента усиления, времени установления фронта импульса и выброса.

В § 4.2 и 4.4, наоборот, приводятся принципиальные схемы каскадов, в которых оставлены лишь цепи, имеющие большую постоянную времени, а цепи с малой постоянной времени опущены, так как их исключение практически не отражается на формировании плоской вершины импульса.

В § 4.1 и 4.3 приводятся формулы и графики, связанные с расчетом коэффициента усиления и характера воспроизведения фронта импульса, а в § 4.2 и 4.4 —формулы, связанные с расчетом вспомогательных цепей усилителя, постоянные времени которых определяют характер воспроизведения вершины импульса.

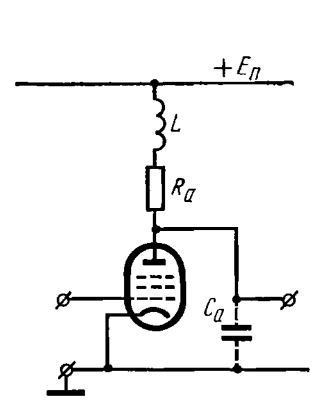


Рис. 4.4. Принципиальная схема лампового каскада с параллельной коррекцией, в которой сохранена цепь только с малой постоянной времени

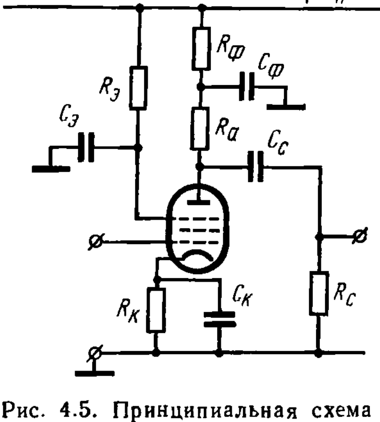


Рис. 4.5. Принципиальная схема лампового каскада, в которой сохранены цепи, имеющие только большую постоянную времени

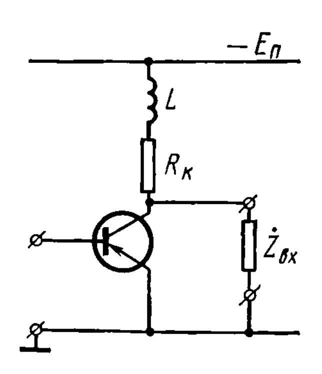


Рис. 4.6. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией на биполярном транзисторе, в которой сохранена цепь только с малой постоянной времени

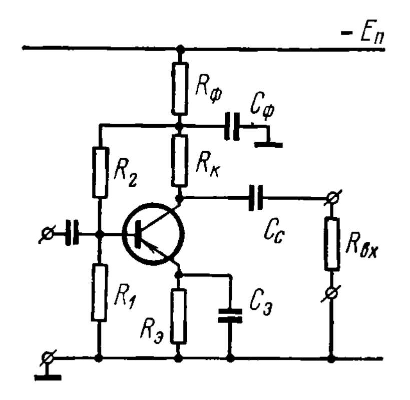


Рис. 4.7. Принципиальная схема каскада на биполярном транзисторе, в которой сохранены цепи, имеющие только большую постоянную времени

Формулы и графики, приводимые к схемам § 4.1 и 4.3, сохраняют справедливость, если указанные схемы дополнить цепями с большой постоянной времени (вспомогательными цепями). Остаются справедливыми также формулы для спада (подъема) плоской вершины импульса, которые приводятся к схемам § 4.2 и 4.4, если в эти схемы включить элементы высокочастотной коррекции.

Указанное разделение предпринято с целью уменьшить число описываемых схем и избежать дублирования формул, поскольку воз-

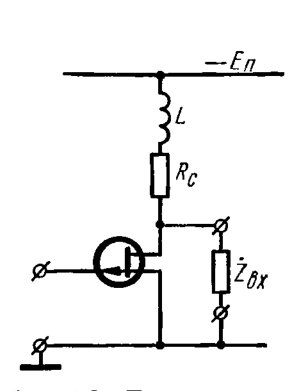


Рис 4.8. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией на полевом транзисторе, в которой сохранена цепь только с малой постоянной времени

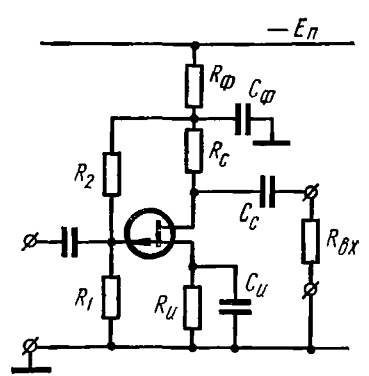


Рис. 4.9. Принципиальная схема каскада на полевом транзисторе, в которой сохранены цепи, имеющие только большую постоянную времени

можны сочетания разных схем высокочастотной коррекции с разными видами вспомогательных цепей.

При электрическом расчете ламповых каскадов следует иметь в виду, что паразитная межкаскадная емкость $C_а$, действующая параллельно резистору $R_а$, определяется выражением

$$C_а = C_{вых. л} + C_{вх. л} + C_м. \qquad (4.1)$$

Для ламп в металлической или стеклянной оболочке следует задаваться емкостью монтажа порядка 8—10 пФ; для миниатюрных (пальчиковых) ламп — порядка 6 пФ. Эти значения емкости имеют место при достаточно тщательно выполненном монтаже. Укажем также, что параллельно резистору $R_к$ в катоде лампы, кроме сосредоточенной емкости (если такая предусматривается), действуют емкость монтажа и емкость между катодом и подогревателем. Последняя имеет величину порядка 8—10 пФ.

В транзисторных усилителях в отличие от ламповых монтажная емкость значительно меньше. В связи с этим ее влияние на параметры схемы сравнительно невелико. Учитывая приближенный характер расчета, монтажная емкость при выводе приведенных далее расчетных формул во внимание не принималась. При необходимости мон-

тажную емкость легко учесть, если соответственно увеличить те из емкостей схемы, параллельно которым она действует.

В § 4.1 при описании схем приводятся расчетные формулы для разных видов нагрузки. Если нагрузкой данного каскада является входная проводимость следующего, то при этом предполагается, что транзистор следующего каскада имеет в рабочей точке такие же параметры, как и транзистор данного каскада. При несовпадении параметров транзисторов следует воспользоваться в порядке первого приближения расчетными соотношениями, которые указываются для случая нагрузки каскада на емкость $C_н$ и сопротивление $R_н$, имея в виду, что $C_н$ и $R_н$ должны представлять соответственно входную емкость и входное сопротивление следующего каскада.

§ 4.1. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Схема 4. 1 (рис. 4.10)

Реостатный каскад

Некорректированный реостатный каскад широко применяется в импульсных усилителях благодаря простоте схемы, возможности компактного выполнения усилителя, составленного из реостатных каскадов. Указанные достоинства обусловили, в частности, использование реостатных каскадов в интегральных схемах. При возможных изменениях параметров транзистора в рабочей точке (например, при изменении режима или при смене транзистора) в схеме сохраняется монотонный характер процесса установления, т. е. в переходной характеристике реостатного каскада отсутствует выброс. При этом усиленный импульсный сигнал отличается устойчивостью своей формы.

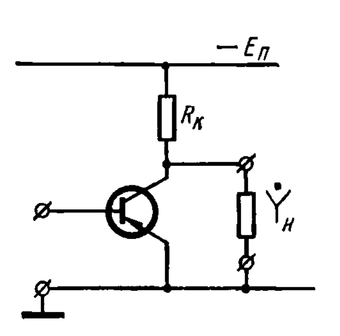


Рис. 4.10. Принципиальная схема реостатного каскада, нагруженного на проводимость $\dot{Y}_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Недостаток схемы — заметно меньшая добротность по сравнению со схемами, имеющими цепи высокочастотной коррекции. Поэтому некорректированные реостатные каскады нецелесообразно применять в усилителе, если его коэффициент усиления должен быть большим при достаточно малом времени установления фронта усиленных импульсов.

Нагрузка, испытываемая источником сигнала (в частности, предшествующим каскадом), определяется характером комплексного входного сопротивления транзисторного каскада, которое в общем случае не может быть представлено независящими от частоты входным активным сопротивлением и входной емкостью. С некоторым приближением при малом активном сопротивлении в цепи коллектора

можно считать, что входная цепь, нагружающая источник сигнала, представляется эквивалентной схемой рис. 4.11.

Для рассматриваемой схемы 4.1, а также для ряда схем, описываемых далее, где транзистор включен по схеме с общим эмиттером при большой постоянной времени $C_э R_э$, значения элементов эквивалентной схемы входной цепи определяются следующими формулами:

$$R_1 = \frac{r_б}{1 + \frac{K_0 C_к r_б}{\tau}}, \qquad R_2 = \frac{1}{g_{11}} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_0 C_к}{g_{11} R_2}.$$

При $r_б \ll 1/g_{11}$ влиянием сопротивления R_1 можно пренебречь. Тогда

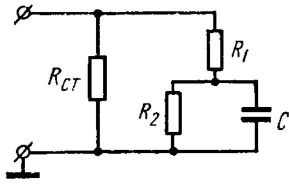


Рис 4.11. Эквивалентная схема входной цепи

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}},$$

где $R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации (см. гл. 3).

Входная емкость (при $r_б \ll 1/g_{11}$)

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0 C_к.$$

Далее приводятся расчетные соотношения для разных видов нагрузки реостатного каскада. Если реостатный каскад является предварительным, то в этом случае предполагается, что транзистор следующего каскада имеет одинаковые с транзистором данного каскада параметры в рабочей точке. Вначале приводятся формулы, справедливые при всех рассматриваемых видах нагрузки. Указанное относится также и к схемам, описываемым далее.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Время установления $t_у = 2{,}2\tau_э$.

Переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}.$$

1. *Нагрузка:* $\quad C_н$ *и* $R_н$ $\left(\dot{Y}_н = j\omega C_н + \frac{1}{R_н}\right)$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_н} + g_{22}}.$$

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э = \tau_i + \tau_н + \tau$.

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0$, $\tau_н = C_н R_0$.

Нагрузка из параллельно действующих сопротивления и емкости

является наиболее часто встречающимся видом нагрузки выходного каскада усилителя. При работе только на емкость сопротивление резистора в цепи коллектора может быть при проектировании выбрано достаточно большим, если, разумеется, требуемая длительность фронта нарастания импульса не слишком мала, а также обеспечивается выбранное положение рабочей точки. Имея это в виду, в формуле для эквивалентного сопротивления R_0 учитывается влияние низкочастотного параметра g_{22}. При малом сопротивлении $R_к$ влиянием g_{22} можно пренебречь (в этом случае $R_0 = R_к$). Приведенное замечание, касающееся степени влияния параметра g_{22}, относится также к следующей схеме 4.2.

2. *Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи* $(\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх})$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\dfrac{1}{R_к} + \dfrac{1}{R_{ст}} + g_{11}}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau\left(1 - g_{11}R_0 + \frac{R_0}{r_б}\right).$$

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_кR_0$, $\tau_s = K_0'C_кR_0$, где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

Добротность схемы

$$D \approx \frac{g_{21}}{2{,}2\left[(1 + g_{21}r_б)\,C_к + 2\sqrt{g_{21}C_к\tau} - g_{11}\tau + \dfrac{\tau}{r_б}\right]}.$$

Следует отметить, что выбор большего или меньшего (в рамках добротности схемы) коэффициента усиления и соответствующего ему времени установления фронта импульса в каскаде на биполярном транзисторе носит ограниченный характер независимо от того, применяется или нет в каскаде высокочастотная коррекция. Максимальный коэффициент усиления реостатного предварительного каскада зависит от входной проводимости следующего каскада и всегда меньше значения g_{21}/g_{11}, если только следующий каскад не содержит цепи отрицательной обратной связи по току или не является эмиттерным повторителем. В отличие от лампового реостатного предварительного каскада, в котором коэффициент усиления прямо пропорционален сопротивлению резистора $R_а$ в анодной цепи лампы, в реостатном каскаде на биполярном транзисторе коэффициент усиления сравнительно слабо зависит от сопротивления резистора $R_к$, если оно заметно больше $\dfrac{1}{g_{11}}$, где g_{11} — низкочастотный параметр транзистора следующего каскада.

3. *Нагрузка: входная проводимость каскада с активной или с комплексной отрицательной обратной связью по току* $(\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.св})$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{\gamma R'}{g_{11}R' + \gamma},$$

где
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau \frac{R_0}{r_б \gamma} + \tau \frac{R_0}{R'},$$

где $\gamma = 1 + g_{21}R + g_{11}R$ — глубина обратной связи по току в следующем каскаде; R — сопротивление обратной связи в цепи эмиттера транзистора следующего каскада (по переменному току).

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0$, $\tau_s = K_0' C_к R_0$, где K_0' — коэффициент усиления каскада с обратной связью по току.

4. *Нагрузка: входная проводимость эмиттерного повторителя* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.э.п.}$).

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11}(1 - K_п) + \frac{1}{R'}},$$

где
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

$K_п$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau \frac{R_0}{r_б}(1 - K_п) + \tau \frac{R_0}{R'}.$$

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0$, $\tau_s = C_к R_0 K_п$.

Пример 4. 1. Определить время установления реостатного каскада предварительного усиления на транзисторе П403, считая, что коэффициент усиления некорректированного реостатного каскада $K_0 = 11{,}5$ (см. пример 2.1). Предполагается, что следующий каскад такой же. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст} = 2500$ Ом. Параметры транзистора П403 в рабочей точке (см. приложение 1): $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0{,}0015$ См, $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$пФ, $\tau = 0{,}007$ мкс.

Исходя из формулы коэффициента усиления, определяем эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{K_0}{g_{21}} = \frac{11{,}5}{80 \cdot 10^{-3}} = 144 \text{ Ом}.$$

Находим постоянные времени τ_i и τ_s:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) 5 \cdot 10^{-12} \cdot 144 \cdot 10^6 \approx 0{,}003 \text{ мкс},$$

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 11{,}5 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 144 \cdot 10^6 \approx 0{,}0083 \text{ мкс}.$$

Определяем эквивалентную постоянную времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau \left(1 - g_{11}R_0 + \frac{R_0}{r_б}\right) = 0{,}003 + 0{,}0083 +$$

$$+ 0{,}007\left(1 - 0{,}0015 \cdot 144 + \frac{144}{40}\right) \approx 0{,}042 \text{ мкс.}$$

Определяем время установления

$$t_у = 2{,}2\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}042 \approx 0{,}092 \text{ мкс.}$$

Рассчитываем сопротивление резистора $R_к$, воспользовавшись формулой эквивалентного сопротивления R_0:

$$R_к = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_{ст}} - g_{11}} = \frac{1}{\frac{1}{144} - \frac{1}{2500} - 0{,}0015} = 196 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 200 Ом).

Как следует из проведенного расчета схемы, время установления фронта импульса практически совпадает с указанным в примере 2.1 (0,093 мкс).

Схема 4.2 * (рис. 4.12)

Каскад с параллельной коррекцией

Схема с параллельной коррекцией (индуктивной коррекцией) принадлежит к числу наиболее распространенных схем, используемых в импульсных усилителях. Достоинствами схемы являются ее простота и легкость наладки.

В отличие от схемы 4.1 схема 4.2 позволяет при том же коэффициенте усиления получить значительно меньшее время нарастания фронта импульса, т. е. схема 4.2 характеризуется более высокой по сравнению со схемой 4.1 добротностью (примерно на 40%).

Особенно эффективно использование схемы с параллельной коррекцией в выходном каскаде усилителя при емкостной нагрузке. Добротность схемы заметно снижается при нагрузке на сопротивление меньшее или того же порядка, что и сопротивление резистора корректирующей цепи. При достаточно малом сопротивлении нагрузки схема 4.2 практически теряет свои корректирующие свойства.

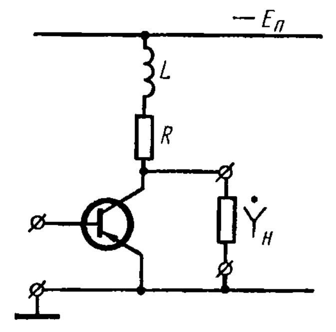


Рис. 4.12. Принципиальная схема реостатного каскада с параллельной коррекцией, нагруженного на проводимость $\dot{Y}_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

* См. описание схемы 4.1.

К недостатку схемы следует отнести зависимость формы переходного процесса от режима работы и от изменения параметров транзистора в рабочей точке по разным причинам (например, при замене транзистора). Изменение параметров транзистора или режима может привести, в частности, к появлению или увеличению выброса.

Так же как и для схемы 4.1, вначале приводятся формулы, которые являются общими для всех рассматриваемых видов нагрузки. Формула для выброса δ, выражения переходных характеристик при разном характере процесса установления и графики выброса δ и обобщенного времени установления $t_{у}'$ представлены в функции обобщенных коэффициентов a и b, которые определяются данными схемы.

Приведенные далее формула δ, выражения переходных характеристик и графики справедливы как для рассматриваемого каскада с параллельной коррекцией при разных видах его нагрузки, так и для ряда других схем на биполярных и полевых транзисторах и лампах. Указанное связано с тем, что операторные характеристики данной схемы и ряда других схем можно привести к виду

$$F(p) = \frac{1 + ap}{1 + bp + p^2}.$$

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21}R_0$.

Время установления $t_{у} = t_{у}'\tau_{э}'''\tau$.

Выброс

$$\delta = \sqrt{1 - ab + a^2}\, e^{-\frac{b}{\sqrt{4-b^2}}\left(\pi - \operatorname{arctg} \frac{a\sqrt{4-b^2}}{2-ab}\right)}.$$

Апериодический процесс установления имеет место при $b \geqslant 2$, а колебательный — при $b < 2$.

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h(t') = 1 - \frac{\alpha + \beta - a}{2\beta} e^{-(\alpha - \beta)t'} + \frac{\alpha - \beta - a}{2\beta} e^{-(\alpha + \beta)t'},$$

где $\alpha = \frac{b}{2}$, $\beta = \frac{\sqrt{b^2 - 4}}{2}$.

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h(t') = 1 - (1 + t' - at')e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'}\left(\frac{\alpha - a}{\beta}\sin\beta t' + \cos\beta t'\right),$$

где $\alpha = \frac{b}{2}$, $\beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2}$.

Переходные характеристики представлены в функции обобщенного времени t', определяемого для рассматриваемой схемы и ряда

других схем на биполярных транзисторах, формулой

$$t' = \frac{t}{\tau_э''' \tau}.$$

Коэффициенты a и b соответственно равны: $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$,

где $\tau_э'$, $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ — безразмерные эквивалентные постоянные времени. Они зависят от данных схемы и для каждой схемы и вида ее нагрузки имеют свои выражения, указываемые в описаниях. Эквивалентная постоянная времени $\tau_э'$ является обычно свободным параметром, зависящим от выбора данных корректирующего элемента или корректирующей цепи.

Монотонный процесс имеет место при $b \geqslant 2$ и

$$a \frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} \leqslant 1.$$

Из приведенного неравенства следует, что при $a \leqslant 1$ процесс будет монотонным, если только $b \geqslant 2$.

При монотонном процессе установления обобщенное время установления $t_у'$ с практически достаточной точностью можно определить по формуле Элмора

$$t_у' = 2{,}2\sqrt{b^2 - a^2 - 2}.$$

При колебательном процессе установления обобщенное время установления $t_у'$ определяется с помощью графика рис. 4.13. Выброс δ определяется с помощью графика рис. 4.14 или рассчитывается по приведенной ранее формуле.

Наибольший интерес представляет выбор таких данных схемы, которые соответствуют значению коэффициента $b \leqslant 2$. При $b = 2$ и $a \leqslant 1$ схема характеризуется наименьшим временем установления при отсутствии выброса в переходной характеристике.

1. *Нагрузка*: $C_н$ ($\dot{Y}_н = j\omega C_н$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R}{1 + g_{22}R}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = g_{22}R_0\left(1 + \frac{\tau_L}{\tau}\right) + \frac{R_0}{R} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{22}R_0 + \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_н}{\tau}\right) + \frac{1}{1 + g_{21}r_б} \cdot \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_н}{\tau}}.$$

Постоянные времени

$$\tau_l = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_н = C_н R_0, \quad \tau_L = \frac{L}{R}.$$

2. *Нагрузка:* $C_н$ *и* $R_н$ $(\dot{Y}_н = j\omega C_н + 1/R_н)$

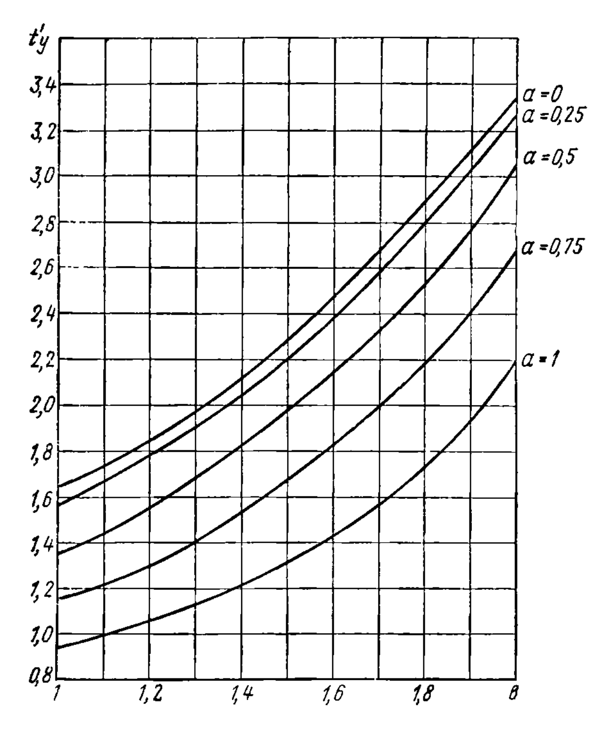


Рис. 4.13. Зависимость обобщенного времени установления $t'_у$ от коэффициента b при разных коэффициентах a

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R \cdot R_н}{R + R_н}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau'_э = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau''_э = 1 + \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau} \cdot \frac{R_0}{R_н},$$

$$\tau'''_э = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{R_0}{R_н}\right)}.$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_0, \quad \tau_н = C_нR_0, \quad \tau_L = \frac{L}{R}.$$

3. *Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи* $(\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх})$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_{ст}}}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)}.$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_0, \qquad \tau_s = K_0'C_кR_0, \quad \tau_L = \frac{L}{R},$$

где K_0' —коэффициент усиления следующего каскада.

4. *Нагрузка: входная проводимость каскада с активной или с комплексной отрицательной обратной связью по току* $(\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.св})$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\dfrac{g_{11}}{\gamma} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_{ст}}}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{r_б\gamma} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{g_{11}R_0}{\gamma} + \frac{R_0}{R_{ст}}\right),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{r_б\gamma} + \frac{R_0}{R_{ст}}\right)},$$

где $\gamma = 1 + g_{21}R_{св} + g_{11}R_{св}$ — глубина обратной связи в следующем каскаде; $R_{св}$ — сопротивление обратной связи (по переменному току) в цепи эмиттера транзистора следующего каскада.

Постоянные времеии

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_s = K_0' C_к R_0, \quad \tau_L = \frac{L}{R},$$

где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

5. *Нагрузка: входная проводимость эмиттерного повторителя* $(\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.э.п})$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11}(1 - K_п) + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{ст}}}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0(1 - K_п)}{r_б} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{\tau_L}{\tau}\left[g_{11} R_0 (1 - K_п) + \frac{R_0}{R_{ст}}\right],$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left[\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0(1 - K_п)}{r_б} + \frac{R_0}{R_{ст}}\right]},$$

где $K_п$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_s = C_к R_0 K_п, \quad \tau_L = \frac{L}{R}.$$

Входное сопротивление и входную емкость каскада в первом приближении допустимо считать независящими от характера нагрузки и соответственно равными (при условии, что $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$):

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0 C_к.$$

Можно рекомендовать следующие два варианта порядка расчета схемы с параллельной коррекцией (расчет других схем, для которых справедливы приведенные в настоящем описании графики, а также формулы $h(t')$, δ, $t_у'$, a и b, выполняется аналогично).

Первый вариант

1. Исходя из коэффициента усиления определяется эквивалентное сопротивление R_0.

2. По допустимому выбросу с помощью графика рис. 4.14 примерно определяют коэффициент b (коэффициент a оказывает слабое влия-

ние, обычно a заметно меньше единицы). В случае, если нельзя допустить выброса в переходной характеристике, коэффициент b принимается равным двум. При этом должно выполняться неравенство $a \leqslant 1$ — условие монотонности процесса установления при $b = 2$.

3. Имея в виду, что $b = \tau_э''/\tau_э'''$, и подставляя известные величины в уравнение $\tau_э'' = b\tau_э'''$, решают его относительно τ_L/τ.

4. Определяют безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$, $\tau_э'''$ и далее коэффициент a; затем по графику или формуле уточняется значение выброса δ.

5. По графику рис. 4.13 (при $b \leqslant 2$) или по формуле, соответствующей случаю монотонного процесса установления, определяют $t_у'$ и далее время установления $t_у$.

6. По найденному эквивалентному сопротивлению R_0 определяют сопротивление резистора R в цепи коллектора.

7. Рассчитывают индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right) \tau R.$$

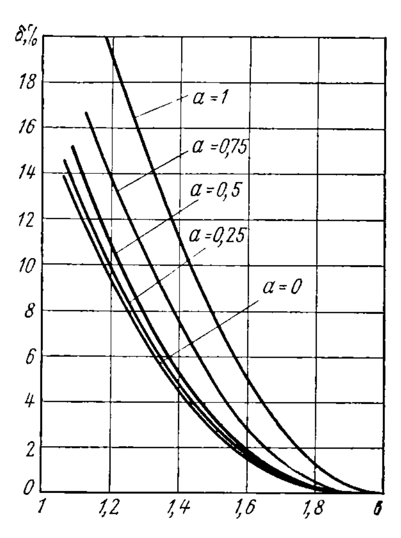


Рис. 4.14. Зависимость выброса δ от коэффициента b при разных коэффициентах a

Второй вариант

1. Исходя из требуемого коэффициента усиления, определяют эквивалентное сопротивление R_0 и далее сопротивление резистора R. Если R_0 оказалось больше $\frac{1}{g_{11}}$, то следует задаться другим, меньшим коэффициентом усиления.

2. Задавшись отношением постоянных времени корректирующей цепи и транзистора τ_L/τ, находят безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$, а также коэффициенты a и b, имея в виду, что $\tau_э' = \tau_L/\tau$.

3. По коэффициентам a и b, по графикам или по формулам определяют выброс δ и обобщенное время установления $t_у'$. Если выброс или обобщенное время установления оказалось неприемлемым, то следует задаться другим отношением τ_L/τ и повторить расчет.

4. Используя полученное значение $t_у'$, находят время установления $t_у$.

5. Определяют индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right) \tau R.$$

Во втором варианте расчета отпадает необходимость в решении уравнения относительно τ_L/τ (п. 3 первого варианта расчета). Но так как во втором варианте расчета значение выброса не является исходной величиной, расчет приходится повторять при других исходных значениях τ_L/τ (процедура его не сложна) до получения приемлемой величины выброса δ.

Пример 4. 2. Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления с параллельной схемой коррекции на транзисторе П403, исходя из данных, полученных в примере 2.1 (коэффициент усиления корректированного реостатного каскада $K_0 = 16$, время установления $t_у = 0{,}093$ мкс). Предполагается, что следующий каскад такой же. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст} = 2500$ Ом. Параметры транзистора П403 в рабочей точке (см. приложение 1): $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0{,}0015$ См, $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$ пФ, $\tau = 0{,}007$ мкс. Выброс в переходной характеристике каскада не должен превышать 3%.

Исходя из выражения коэффициента усиления, находим эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{K_0}{g_{21}} = \frac{16}{80 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем сопротивление резистора в коллекторной цепи, воспользовавшись формулой эквивалентного сопротивления R_0:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_{ст}} - g_{11}} = \frac{1}{\frac{1}{200} - \frac{1}{2500} - 0{,}0015} = 322 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 330 Ом).

Определяем постоянные времени τ_i и τ_s и далее отношения $\frac{\tau_i}{\tau}$ и $\frac{\tau_s}{\tau}$:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40)\,5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = 0{,}0042 \text{ мкс},$$

$$\tau_s = K_0C_кR_0 = 16 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = 0{,}016 \text{ мкс},$$

$$\frac{\tau_i}{\tau} = \frac{0{,}0042}{0{,}007} = 0{,}6, \qquad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0{,}016}{0{,}007} \approx 2{,}3.$$

Задаваясь ориентировочно отношением τ_L/τ, равным двум (т. е. $\tau_з' = 2$), последовательно определяем эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и коэффициенты a и b:

$$\tau_э' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} =$$

$$= 0{,}6 + 2{,}3 + 2\left(0{,}0015 \cdot 200 + \frac{200}{2500}\right) + \frac{200}{2500} + \frac{200}{330} + \frac{200}{40} = 9{,}35;$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} =$$

$$= \sqrt{2\left(0,6 + 2,3 + \frac{200}{2500} + \frac{200}{40}\right)} \approx 4,$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{2}{4} = 0,5, \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{9,35}{4} = 2,34.$$

Коэффициент b получился больше двух, что соответствует апериодическому характеру процесса установления. Так как одновременно выполняется условие монотонности процесса ($a < 1$), то обобщенное время установления рассчитываем по формуле, соответствующей этому случаю:

$$t_у' = 2,2\sqrt{b^2 - a^2 - 2} = 2,2\sqrt{2,34^2 - 0,5^2 - 2} = 3,96.$$

Далее находим время установления:

$$t_у = t_у' \tau_э''' \tau = 3,96 \cdot 4 \cdot 0,007 \approx 0,11 \text{ мкс}.$$

Время установления оказалось больше требуемого значения. Поэтому задаемся другим, бо́льшим отношением τ_L/τ. Принимаем $\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau} = 4$. Повторяя вычисления $\tau_э''$, $\tau_э'''$, a и b, получаем:

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} =$$

$$= 0,6 + 2,3 + 4\left(0,0015 \cdot 200 + \frac{200}{2500}\right) + \frac{200}{2500} +$$

$$+ \frac{200}{330} + \frac{200}{40} = 10,1.$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} =$$

$$= \sqrt{4\left(0,6+2,3+\frac{200}{2500} + \frac{200}{40}\right)} \approx 5,6,$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{4}{5,6} \approx 0,71, \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{10,1}{5,6} \approx 1,8.$$

С помощью графиков рис. 4.13 и 4.14 находим $t_у' \approx 2,24$ и $\delta \approx 0,4\%$. Рассчитываем время установления

$$t_у = t_у' \tau_э''' \tau = 2,24 \cdot 5,6 \cdot 0,007 = 0,088 \text{ мкс}.$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau R = 4 \cdot 0{,}007 \cdot 10^{-6} \cdot 330 \cdot 10^{6} \approx 9{,}2 \text{ мкГ}.$$

Как следует из приведенного расчета, время установления получилось несколько меньше требуемого значения. Выброс также удовлетворяет поставленному условию ($\delta < 3\%$).

Схема 4.3 * (рис. 4.15)

Реостатный каскад с активной отрицательной обратной связью по току

По сравнению со схемами 4.1 и 4.2 схема 4.3 характеризуется бо́льшим входным сопротивлением и меньшей входной емкостью, что позволяет улучшить параметры предшествующего каскада или входной цепи (если первый каскад усилителя выполняется по рассматриваемой схеме). Наличие отрицательной обратной связи оказывает благоприятное влияние на стабильность работы каскада. Схема 4.3 в ряде случаев может содержать на один элемент меньше, чем схема 4.1 (конденсатор в цепи эмиттера), что позволяет более компактно выполнить каскад. Следует, однако, отметить, что для лучшей стабилизации режима работы обычно необходимо увеличивать сопротивление постоянному току в цепи эмиттера и последовательно с R вводить дополнительный резистор, блокируя его большой емкостью.

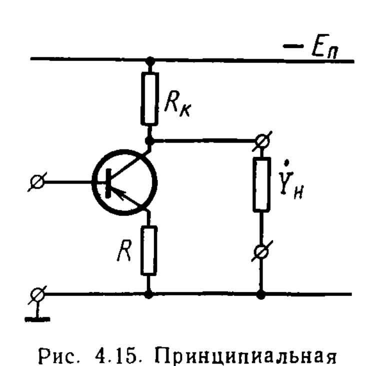


Рис. 4.15. Принципиальная схема реостатного каскада с активиной отрицательной обратной связью по току, нагруженного на проводимость $\dot{Y}_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Недостаток схемы — более низкая, чем у схемы 4.1 добротность (примерно в $1 + g_{21}R + g_{11}R$ раз) ограничивает ее применение в усилителях импульсных сигналов. Каскады по рассматриваемой схеме целесообразно использовать в усилителях с малым общим коэффициентом усиления и при сравнительно большом времени установления в случаях, когда применение схемы 4.1 дает некоторый избыток усиления, которого, однако, недостаточно для сокращения числа каскадов. Каскад с отрицательной обратной связью по току целесообразно использовать также в качестве первого каскада усилителя при относительно большом внутреннем сопротивлении источника сигнала или при относительно значительной его выходной емкости.

Для характеристики входного комплексного сопротивления рассматриваемого каскада остается справедливой эквивалентная схема входной цепи, изображенная на рис. 4.11.

* См. описание схемы 4.1.

Для схемы 4.3 (а также для схемы 4.4) элементы эквивалентной схемы определяются выражениями

$$R_1 = \frac{r_б (1 + Rg_{21} + Rg_{11})}{1 + \frac{K_0 C_к r_б (1 + Rg_{21} + Rg_{11})}{\tau}}, \quad R_2 = \frac{1 + Rg_{21} + Rg_{11}}{g_{11}} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_0 C_к (1 + Rg_{21} + Rg_{11})}{g_{11} R_2}.$$

При $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$ входное сопротивление и входную емкость можно приближенно рассчитать по формулам:

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + \frac{g_{11} R_{ст}}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}}},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б (1 + Rg_{21} + Rg_{11})} + K_0 C_к.$$

Процесс установления в схеме имеет монотонный характер.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Время установления $t_у = 2{,}2\ \tau_э$.

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

1. *Нагрузка*: $C_н$ *и* $R_н$ ($\dot{Y}_н = j\omega C_н + 1/R_н$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R'}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}},$$

где $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_н}$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_l + \tau_н (1 + Rg_{21} + Rg_{11}) + \tau \frac{R_0}{R'} \left(1 + \frac{R}{r_б}\right).$$

Постоянные времени

$$\tau_l = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_н = C_н R_0.$$

2. *Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\left(g_{11} + \frac{1}{R'}\right) \gamma},$$

где
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}},$$
$$\gamma = 1 + Rg_{21} + Rg_{11}.$$

Эквивалентная постоянная времени　　след. к.

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s\gamma + \tau\gamma\left(\frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right) + \tau\frac{R}{r_б\gamma}.$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_0 \qquad \tau_s = K_0'C_кR_0,$$

где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

3. *Нагрузка: входная проводимость такого же каскада* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.св}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R'} + \frac{R}{R'}(g_{21} + g_{11})},$$

где
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau\left[\frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б}\right] + \tau_s.$$　　следующего каскада

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_0, \quad \tau_s = \frac{g_{21}R'}{1 + g_{11}R'}C_кR_0.$$

4. *Нагрузка: входная проводимость эмиттерного повторителя* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.э.п}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\left[g_{11}(1 - K_п) + \frac{1}{R'}\right]\gamma},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}},$$
$$\gamma = 1 + g_{21}R + g_{11}R,$$

$K_п$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau \frac{R_0}{r_б} \gamma (1 - K_п) + \tau \frac{R_0}{R'} \left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \tau_s \gamma + \tau \frac{R_0}{r_б} g_{11} R (1 - K_п).$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_s = C_к R_0 K_п.$$

Схема 4.4* (рис. 4.16)

Реостатный каскад с комплексной отрицательной обратной связью по току (схема с эмиттерной коррекцией)

Схема с комплексной отрицательной обратной связью по току в связи с ее ценными качествами получила широкое распространение. Отсутствие катушек индуктивности позволяет успешно применять эту схему в усилителях микроминиатюрного исполнения.

В отличие от схемы с индуктивной коррекцией (см. описание схемы 4.2) схема 4.4 сохраняет корректирующие свойства также и при малых сопротивлениях нагрузки.

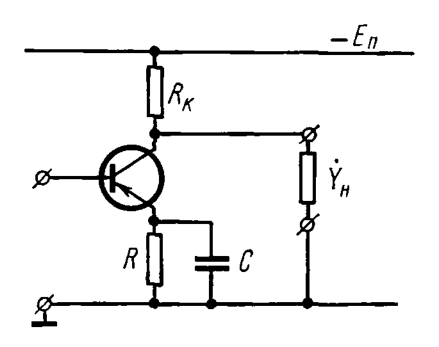


Рис. 4.16. Принципиальная схема реостатного каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току, нагруженного на проводимость $\dot{Y}_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Добротность схемы 4.4 примерно на 30% выше добротности схемы обычного реостатного каскада (схема 4.1). Наличие комплексной обратной связи по току позволяет, не теряя в добротности схемы (как в схеме 4.3), повысить стабильность работы каскада. Схема характеризуется ослабленной зависимостью основных параметров от возможных в процессе эксплуатации изменений режима работы. Одновременно достигается бóльшая линейность усиления импульсных сигналов. Рассматриваемая схема (так же как и схема 4.3) характеризуется бóльшим входным сопротивлением и меньшей входной емкостью по сравнению со схемами 4.1 и 4.2, что способствует повышению добротности предшествующего каскада или улучшению параметров входной цепи.

Принципиальный недостаток схемы 4.4 заключается в том, что в отличие от схемы с параллельной коррекцией (схема 4.2) она не позволяет уменьшить длительность фронта нарастания импульса при максимально возможном усилении, так как при этом сопротивление резистора в цепи эмиттера (для переменного тока) должно быть равно нулю. В цепи эмиттера обычно нельзя ограничиться только одним конденсатором малой емкости. В большинстве случаев цепь эмиттера

* См. описание схем 4.1, 4.2 и 4.3.

приходится составлять из двух последовательных ячеек, соответственно с малой и большой постоянными времени. Необходимость двух ячеек вызвана тем, что из соображений температурной стабилизации режима транзистора сопротивление в цепи эмиттера приходится выбирать значительно больше того, которое требуется, если исходить из коэффициента усиления. Очевидно, при этом «лишнее» (для целей эмиттерной коррекции) сопротивление необходимо шунтировать конденсатором большой емкости, чтобы избежать снижения усиления. Ячейка с большой постоянной времени обусловливает спад вершины импульса. Оценка ее влияния рассматривается в § 4.2.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21}R_0$.

Время установления $t_у = t_у'\tau_э''\tau$.

Коэффициенты $a = \tau_э'/\tau_э'''$, $b = \tau_э''/\tau_э'''$.

1. *Нагрузка*: $C_н$ и $R_н$ ($\dot{Y}_н = j\omega C_н + 1/R_н$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R'}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}},$$

где $$R' = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}.$$

Эквивалентные безразмерные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{\tau_c}{\tau}\cdot\frac{R_0}{R'} + \frac{\tau_н}{\tau}(1 + Rg_{21} + Rg_{11}),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{\tau_н}{\tau}\left(\frac{R}{r_б} + \frac{\tau_c}{\tau} + 1\right)}\,.$$

Постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0, \quad \tau_c = RC, \quad \tau_н = C_н R_0.$$

2. *Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\left(g_{11} + \frac{1}{R'}\right)\gamma},$$

где $$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}},$$

$$\gamma = 1 + g_{21}R + g_{11}R.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau}\gamma + \gamma\left(\frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{R}{r_б\gamma} + \frac{\tau_c}{\tau\gamma},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{\tau_s}{\tau}\cdot\frac{R}{r_б} + \frac{R}{r_б}\left(\frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right)}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0, \quad \tau_s = K_0' C_к R_0, \quad \tau_c = CR,$$

где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

3. *Нагрузка: входная проводимость такого же каскада* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.св}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R'} + \frac{R}{R'}(g_{21} + g_{11})},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_c}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{\tau_s}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau}\right)}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0, \quad \tau_c = RC, \quad \tau_s = \frac{g_{21}R'}{1 + g_{11}R'}\,C_к R_0.$$

4. *Нагрузка: входная проводимость эмиттерного повторителя* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.э.п}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\left[g_{11}(1 - K_п) + \frac{1}{R'}\right]\gamma},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}},$$

$$\gamma = 1 + g_{21}R + g_{11}R,$$

$K_п$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{r_б}\gamma(1 - K_п) + \frac{R_0}{R'} + \frac{\tau_s}{\tau}\gamma + \frac{\tau_c}{\tau} g_{11}R_0(1 - K_п) + + \frac{\tau_c}{\tau}\cdot\frac{R_0}{R'} + g_{11}R_0\frac{R}{r_б}(1 - K_п) + \frac{R_0}{R'}\cdot\frac{R}{r_б}$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left[\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{r_б}(1 - K_п) + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\right] + + \frac{R}{r_б}\left[\frac{R_0}{r_б}(1 - K_п) + \frac{R_0}{R'} + \frac{\tau_s}{\tau}\right]}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_l = (1 + g_{21}r_б)C_кR_0, \quad \tau_s = C_кR_0K_п, \quad \tau_c = RC.$$

Для всех рассмотренных видов нагрузки входное сопротивление и входная емкость каскада при условии, что $r_б \ll 1/g_{11}$ соответственно равны:

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + \dfrac{g_{11}R_{ст}}{1 + g_{21}R + g_{11}R}},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б(1 + g_{21}R + g_{11}R)} + K_0C_к.$$

В зависимости от коэффициентов a и b в схеме 4.4 имеет место апериодический или колебательный процесс установления. Для схемы 4.4 справедливы, приведенные в описании схемы 4.2, выражения переходных характеристик, формула выброса δ, формула Элмора и графики зависимости обобщенного времени установления $t_у'$ и выброса δ от коэффициентов a и b. Для определения $t_у'$ и δ удобно воспользоваться указанными графиками.

Расчет схемы 4.4 можно выполнить в следующем порядке. По заданному коэффициенту усиления определяют эквивалентное сопротивление R_0. Далее по допустимому выбросу δ последовательно находятся коэффициент b и другие величины аналогично тому, как это рекомендуется в описании схемы 4.2 применительно к расчету последней (считается, что тип транзистора предварительно выбран и его низкочастотные и высокочастотные параметры в рабочей точке известны).

Далее в подробной записи приводится другая возможная последовательность расчета, примерно соответствующая второму варианту расчета, указанному в описании схемы 4.2.

1. Исходя из требуемого коэффициента усиления находят эквивалентное сопротивление R_0 и далее сопротивление резистора R (сопротивления $R_к$ и $R_{ст}$ предполагаются известными).

2. Ориентировочно выбирают отношение τ_c/τ (предварительно его можно принять равным двум или трем).

3. Определяют постоянные времени τ_i и τ_s.

4. Находят безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ $(\tau_э' = \tau_c/\tau)$.

5. Рассчитывают коэффициенты a и b и по ним при $b \leqslant 2$ с помощью графиков рис. 4.13 и 4.14 находят обобщенное время установления $t'_у$ и выброс δ. При $b > 2$ и монотонном процессе установления (условие его существования: $a \frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} \leqslant 1$) обобщенное время установления определяют по формуле Элмора

$$t'_у = 2{,}2 \sqrt{b^2 - a^2 - 2}.$$

6. Рассчитывают время установления $t_у$.

7. С учетом принятого отношения τ_c/τ рассчитывают емкость конденсатора в цепи эмиттера

$$C = \left(\frac{\tau_c}{\tau}\right) \frac{\tau}{R}.$$

Если выброс в переходной характеристике или время установления окажется больше допустимого, то следует, задавшись другим отношением τ_c/τ, произвести перерасчет схемы. Надо иметь в виду, что с увеличением выброса снижается время нарастания фронта импульса. Поэтому, если в результате расчета выброс получился меньше допустимого, то это указывает на возможность (при необходимости) некоторого сокращения времени установления выбором большей постоянной времени τ_c.

Пример 4. 3. Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления с комплексной отрицательной обратной связью по току на транзисторе П403 при разных отношениях τ_c/τ. Коэффициент усиления $K_0 = 16$. Сопротивление резистора в цепи коллектора $R_к = 910$ Ом. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст} = 2500$ Ом. Предполагается, что следующий каскад такой же. Параметры транзистора П403 в рабочей точке: $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0{,}0015$ См, $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$ пФ, $\tau = 0{,}007$ мкс.

Определяем эквивалентное сопротивление (исходя из формулы коэффициента усиления):

$$R_0 = \frac{K_0}{g_{21}} = \frac{16}{80 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом}.$$

Находим сопротивление R' и далее, воспользовавшись выражением для R_0, определяем сопротивление резистора R в цепи эмиттера:

$$R' = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{\frac{1}{910} + \frac{1}{2500}} = 667 \text{ Ом},$$

$$R = \frac{\frac{R'}{R_0} - g_{11}R' - 1}{g_{21} + g_{11}} = \frac{\frac{667}{200} - 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 667 - 1}{80 \cdot 10^{-3} + 1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 16 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем постоянные времени τ_i и τ_s, а также отношения τ_i/τ и τ_s/τ:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40)\,5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = = 0,0042 \text{ мкс},$$

$$\tau_s = \frac{g_{21}R'}{1 + g_{11}R'} C_к R_0 = \frac{80 \cdot 10^{-3} \cdot 667}{1 + 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 667} \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = = 0,0267 \text{ мкс},$$

$$\frac{\tau_i}{\tau} = \frac{0,0042}{0,007} = 0,6, \quad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0,0267}{0,007} = 3,82.$$

Для определения безразмерных эквивалентных постоянных времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ при разных отношениях $\tau_с/\tau$ их выражения удобно представить в следующем виде:

$$\tau_э'' = m_1 + m_2 \frac{\tau_с}{\tau}, \qquad \tau_э''' = \sqrt{m_3 \frac{\tau_с}{\tau}},$$

где

$$m_1 = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{R_б} + \frac{\tau_s}{\tau},$$

$$m_2 = g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'},$$

$$m_3 = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau}.$$

Определяем m_1, m_2 и m_3:

$$m_1 = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau} = 0,6 + \frac{200}{667}\left(1 + \frac{16}{40}\right) + + \frac{200}{40} + 3,82 = 9,84.$$

$$m_2 = g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 + \frac{200}{667} = 0,6,$$

$$m_3 = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau} = 0,6 + \frac{200}{667} + \frac{200}{40} + 3,82 = 9,72.$$

Таким образом, для $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ получаем

$$\tau_э'' = 9,84 + 0,6 \frac{\tau_с}{\tau} \text{ и } \tau_э''' = \sqrt{9,72 \frac{\tau_с}{\tau}}.$$

Имея в виду, что

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau}, \quad a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} \text{ и } b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''},$$

задаемся значениями $\tau_c/\tau = 2$, 4, 6 и 8 и последовательно определяем $\tau_э''$, $\tau_э'''$, a и b. Результаты расчета заносим в табл. 4.1.

Таблица 4.1

$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau}$	$\tau_э''$	$\tau_э'''$	a	b	δ%	$t_у'$	$t_у$, мкс	C, пФ
2	11,04	4,40	0,455	2,51	0	4,44	0,137	910
4	12,24	6,23	0,641	1,96	<0,1	2,74	0,119	1800
6	13,44	7,63	0,787	1,76	0,8	2,04	0,109	2700
8	14,64	8,80	0,910	1,66	3,0	1,66	0,102	3600

При $\tau_c/\tau = 2$ коэффициент b больше двух. Кроме того, $a < 1$. Следовательно, процесс установления в схеме будет монотонным ($\delta = 0$). Воспользовавшись формулой, справедливой для случая монотонного процесса, рассчитываем обобщенное время установления

$$t_у' = 2{,}2\sqrt{b^2 - a^2 - 2} = 2{,}2\sqrt{2{,}51^2 - 0{,}455^2 - 2} = 4{,}44,$$

$$t_у = t_у'\tau_э'''\tau = 4{,}44 \cdot 4{,}40 \cdot 0{,}007 = 0{,}137 \text{ мкс}.$$

При $b < 2$ процесс установления является колебательным. С помощью графиков рис. 4.13 и 4.14 находим выброс δ и обобщенное время установления $t_у'$ (по коэффициентам a и b) при разных отношениях τ_c/τ и рассчитываем время установления по формуле $t_у = t_у'\tau_э'''\tau$. В заключение определяем емкость конденсатора в цепи эмиттера по формуле

$$C = \left(\frac{\tau_c}{\tau}\right)\frac{\tau}{R}$$

и выбираем ближайший номинал (см. приложение 7). Результаты расчета заносим в табл. 4.1.

Как видно из таблицы, с увеличением отношения τ_c/τ возрастает выброс и уменьшается время установления фронта импульса. Сравнивая результаты расчета каскада с параллельной коррекцией (см. пример 4.2) и каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току, следует отметить, что последний при том же усилении и выбросе того же порядка характеризуется несколько бóльшим временем установления фронта усиливаемых импульсов, т. е. меньшей добротностью (при принятых исходных данных).

Схема 4,5 * (рис. 4.17)

Эмиттерный повторитель

Эмиттерный повторитель характеризуется значительно бóльшим входным сопротивлением и меньшей входной емкостью, чем каскад с активной или с комплексной отрицательной сбратной связью по току и, тем более, каскад по схеме с общим эмиттером, имеющий в цепи эмиттера ячейку $R_э C_э$ с большой постоянной времени. Поэтому эмиттерный повторитель целесообразно использовать в качестве входного каскада в тех случаях, когда источник сигнала обладает значительным внутренним сопротивлением (это позволяет поднять коэффициент передачи входной цепи) или относительно большой выходной емкостью, а также когда по тем или иным соображениям нельзя допустить шунтирование источника сигнала малым входным сопротивлением транзисторного каскада, не имеющего цепи отрицательной обратной связи, которая способствовала бы увеличению входного сопротивления.

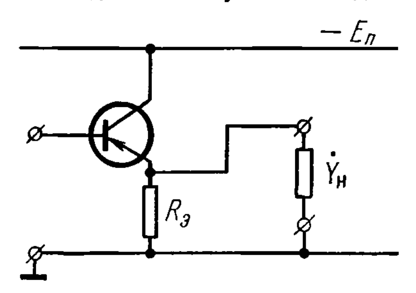


Рис. 4.17 Принципиальная схема эмиттерного повторителя, нагруженного на проводимость $\dot{Y}_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Как всякий каскад с отрицательной обратной связью (в эмиттерном повторителе имеет место стопроцентная последовательная обратная связь по напряжению), эмиттерный повторитель отличается стабильностью режима работы.

Ценные качества каскада, имеющего цепь отрицательной обратной связи, позволяют эффективно использовать эмиттерный повторитель в качестве согласующего звена (см. гл. 5). Сочетание эмиттерного повторителя (в качестве первого каскада) с каскадом, характеризующимся относительно большим усилением и соответственно большой входной динамической емкостью, дает возможность создать усилительную секцию, отличающуюся высокими качественными показателями. Малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя способствует уменьшению влияния входной емкости второго каскада на параметры усилительной секции.

Для схемы 4.5, как и для схем 4.1—4.4, входное комплексное сопротивление представляется эквивалентной схемой рис. 4.11. Значения элементов эквивалентной схемы определяются выражениями:

$$R_1 = \frac{\dfrac{r_б}{1 - K_п}}{1 + \dfrac{K_п C_к r_б}{(1 - K_п)\tau}}, \qquad R_2 = \frac{1}{g_{11}(1 - K_п)} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_п C_к}{g_{11}(1 - K_п) R_2},$$

* См. описание схемы 4.2.

где $K_п$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

При $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$ входное сопротивление и входную емкость можно приближенно определить с помощью следующих формул:

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}(1 - K_п)},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau(1 - K_п)}{r_б} + K_п C_к.$$

Процесс установления в схеме 4.5 при нагрузке на сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ в зависимости от их данных может иметь монотонный или колебательный характер [19, 28, 32]. При нагрузке на входную проводимость каскада с общим эмиттером, транзистор которого имеет в рабочей точке такие же параметры, как и транзистор эмиттерного повторителя, процесс установления в схеме протекает монотонно.

Приведенные выражения элементов эквивалентной схемы входной цепи справедливы в случае, если выброс в переходной характеристике эмиттерного повторителя отсутствует или мал при времени установления $t_у > \frac{1,2 \div 3}{f_т}$. При значительной емкости нагрузки, соответствующей большому выбросу, изменяется характер входного сопротивления эмиттерного повторителя. Активная составляющая входного сопротивления приобретает отрицательный знак, а эквивалентная схема входной цепи повторителя в этом случае содержит также и индуктивность. Кроме того отметим, что при большой емкости нагрузки выходное сопротивление эмиттерного повторителя имеет индуктивный характер. Подробные сведения, касающиеся работы эмиттерного повторителя (и, в частности, при большой емкости нагрузки) изложены в работах Т. М. Агаханяна [32], Г. В. Войшвилло [19] и Б. Н. Файзулаева [40].

Коэффициент передачи $K_п = (g_{21} + g_{11}) R_0$.

1. *Нагрузка*: $C_н$ *и* $R_н$ $\left(\dot{Y}_н = j\omega C_н + \frac{1}{R_н}\right)$

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{21} + g_{11} + \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_н}}.$$

Время установления $t_у = t_у' \tau_э''' \tau$.

Коэффициенты $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{1}{(g_{21} + g_{11}) r_б},$$

$$\tau_э'' = \frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R_э} + \frac{R_0}{R_н} + \frac{\tau_i}{\tau} - \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_н}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_н}{\tau}}.$$

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0$, $\tau_s = C_к R_0$, $\tau_н = C_н R_0$.

Для схемы 4.5 при нагрузке на $C_н$ и $R_н$ применимы указанные в описании схемы 4.2 выражения переходных характеристик, формула выброса δ, формула Элмора и графики зависимости обобщенного времени установления $t_у'$ и выброса δ от коэффициентов a и b. Порядок расчета аналогичен приведенному в описании схемы 4.2.

2. *Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{21} + 2g_{11} + \frac{1}{R'}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Время установления $t_у = 2{,}2\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau\left(\frac{2R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right).$$

Постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0, \quad \tau_s = (K_0' - 1)C_к R_0,$$

где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

3. *Нагрузка: входная проводимость каскада с активной или с комплексной отрицательной обратной связью по току* ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх.св}$)

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{21} + g_{11} + \frac{g_{11}}{\gamma} + \frac{1}{R'}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{ст}},$$

$$\gamma = 1 + g_{21}R + g_{11}R;$$

γ—глубина обратной связи в каскаде с отрицательной обратной связью по току (R — сопротивление обратной связи в цепи эмиттера транзистора этого же каскада).

Время установления $t_у = 2{,}2\ \tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau\left(\frac{R_0}{r_б} + \frac{R_0}{r_б\gamma} + \frac{R_0}{R'}\right).$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0, \quad \tau_s = (K_0' - 1)\,C_к R_0,$$

где K_0' — коэффициент усиления каскада с отрицательной обратной связью по току.

Схема 4.6 (рис. 4.18)

Входная цепь

Параметры источника сигнала — его внутреннее сопротивление $R_г$ $\left(R_г = \frac{1}{g_г}\right)$ и выходная емкость $C_г$ предполагаются известными из технического задания. Выбор схемы и активного элемента первого каскада оказывает существенное влияние на параметры входной цепи — ее коэффициент передачи и время установления.

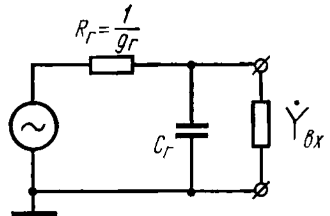


Рис. 4.18. Принципиальная схема входной цепи. $\dot{Y}_{вх}$ — входная проводимость первого каскада

Если внутреннее сопротивление источника сигнала относительно велико, то в этом случае применение каскада с отрицательной обратной связью по току или эмиттерного повторителя в качестве первого каскада усилителя позволяет улучшить параметры входной цепи, увеличить коэффициент передачи.

Переходная характеристика входной цепи, если не предусматривать введение в нее корректирующей катушки индуктивности, носит монотонный характер.

Коэффициент передачи и время установления входной цепи зависят от значений низкочастотных и высокочастотных параметров активного элемента первого каскада, в связи с чем указанные параметры вошли в приводимые далее расчетные формулы. В расчетные формулы входит также $R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора первого каскада.

Коэффициент передачи $K_п = g_г R_0$.

Время установления $t_у = 2{,}2\tau_э$.

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

1. *Нагрузка цепи: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи*

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_г + g_{11} + \frac{1}{R_{ст}}}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau\left(g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right) + \tau_г.$$

Постоянные времени: $\tau_s = K_0 C_к R_0$, $\tau_г = C_г R_0$, где K_0 — коэффициент усиления первого каскада.

2. *Нагрузка цепи: входная проводимость каскада с активной или с комплексной отрицательной обратной связью по току*

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_г + \frac{1}{R_{ст}} + \frac{g_{11}}{1 + R(g_{21} + g_{11})}}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau_г + \tau\left[g_г R_0 + \frac{R_0}{(1 + R g_{21} + R g_{11}) r_б} + \frac{R_0}{R_{ст}}\right].$$

Постоянные времени: $\tau_s = K_0 C_к R_0$, $\tau_г = C_г R_0$, где K_0 — коэффициент усиления первого каскада.

3. *Нагрузка цепи: входная проводимость эмиттерного повторителя*

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_г + \frac{1}{R_{ст}} + g_{11}\left(1 - K_п'\right)}.$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau\left[g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0\left(1 - K_п'\right)}{r_б}\right] + \tau_г.$$

Постоянные времени: $\tau_s = K_п' C_к R_0$, $\tau_г = C_г R_0$.

В приведенных формулах $K_п'$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

§ 4.2. РАСЧЕТ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ КАСКАДОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

К основным вспомогательным цепям каскадов на биполярных транзисторах относятся:

а) схемы стабилизации рабочей точки, обеспечивающие требуемый режим работы транзисторных каскадов,

б) цепи связи (усилителя с источником сигнала и нагрузкой, а также между каскадами),

в) развязывающие цепи.

Вспомогательные цепи, характеризующиеся большой постоянной времени, вызывают, как уже отмечалось, искажение плоской вершины импульса. Поэтому выбор элементов вспомогательных цепей (ре-

зисторов и конденсаторов) следует производить так, чтобы эти цепи, удовлетворяя своему назначению, вместе с тем не искажали плоской вершины импульса больше, чем это допускается по техническим требованиям к усилителю.

При выборе режима работы транзисторного каскада, расчете его схемы стабилизации рабочей точки и схемы коррекции определяются сопротивления всех резисторов, входящих в схему каскада. Таким образом, задача состоит в основном лишь в выборе емкости конденсаторов, входящих во вспомогательные цепи, с таким расчетом, чтобы искажение плоской вершины импульса не превысило допустимого значения.

В этом параграфе даны описания разных схем с указанием формул для расчета спада (подъема) плоской вершины импульса, вызываемого отдельными цепями каскада. При расчете отдельной цепи в общем случае следует, задавшись спадом плоской вершины импульса (за счет отдельной цепи он не должен превышать, как правило, 1—2%), определить емкость конденсатора и далее выбрать его с ближайшей (к найденной) номинальной емкостью (см. приложение 7).

Если известен примерный интервал емкостей конденсаторов, обычно используемых в той или иной цепи, то в этом случае удобно, выбрав конденсатор с номинальной емкостью из указанного интервала, определить соответствующий спад плоской вершины импульса.

Примеры расчета вспомогательных цепей усилителя приводятся в § 5.4.

Спад вершины импульса данного каскада определяется не только вспомогательными цепями, непосредственно обеспечивающими режим его работы. На характер воспроизведения вершины импульса оказывает влияние цепь связи, постоянная времени которой зависит от результирующего входного сопротивления следующего каскада (если рассматриваемый каскад является предварительным) или от сопротивления нагрузки (если рассматриваемый каскад является оконечным).

В общем случае постоянную времени цепи связи можно представить выражением

$$\tau_c = C_c\left(R_c' + R_c''\right),$$

где C_c — емкость конденсатора связи; R_c' — составляющая общего сопротивления цепи связи, зависящая от схемы данного каскада; R_c'' — результирующее входное сопротивление следующего каскада с учетом его цепи стабилизации или сопротивление нагрузки (если данный каскад выходной).

В качестве примера определим сопротивления R_c' и R_c'' для схемы, представленной на рис. 4.19. Здесь в первом каскаде применена схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению. Величина R_c' определяется сопротивлением параллельной цепи из резисторов R_* и $R_к$ (по переменному току они соединены параллельно, если иметь в виду присутствие конденсатора большой емкости $C_ф$), т. е.

$$R_c' = \frac{R_* R_к}{R_* + R_к}.$$

Заметим, что при определении R_c' влиянием выходного сопротивления биполярного транзистора допустимо пренебречь, так как для импульсного усилителя обычно $g_{22} \ll \frac{1}{R_*} + \frac{1}{R_к}$.

Во втором каскаде действует отрицательная обратная связь по току за счет нешунтированного конденсатором большой емкости резистора $R_{э1}$ в цепи эмиттера. Обратная связь по току обусловливает уменьшение входной проводимости каскада, которая для рассматриваемого случая в первом приближении $\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$ равна

$$g_{11}' = \frac{g_{11}}{1 + (g_{21} + g_{11}) R_{э1}},$$

где $1 + (g_{21} + g_{11})R_{э1}$— глубина отрицательной обратной связи.

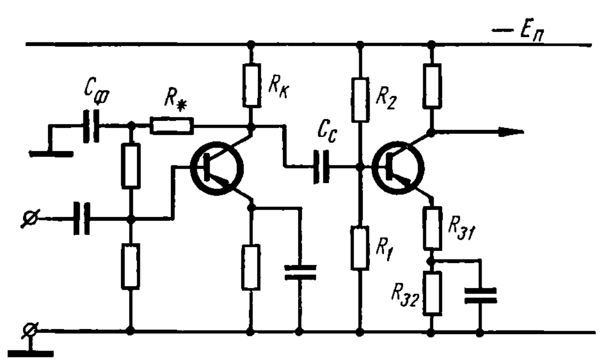


Рис. 4.19. К расчету вспомогательных цепей усилителя

Таким образом, результирующее входное сопротивление второго каскада с учетом его схемы стабилизации представляется выражением

$$R_c'' = \frac{R_{ст} \frac{1}{g_{11}'}}{R_{ст} + \frac{1}{g_{11}'}},$$

где

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для схем, приведенных на рис. 4.20, *а*, *б* и *в* результирующее входное сопротивление определяется одинаковыми выражениями. Введение в коллекторную цепь транзистора схемы рис. 4.20, *а* и *в* фильтрующей ячейки не изменяет R_c''.

Представляют интерес два случая.

а. Отрицательная обратная связь по переменному току отсутствует ($R_{э1} = 0$). При этом

$$R_c'' = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + g_{11}},$$

б. Действует отрицательная активная или комплексная обратная связь по току ($R_{э1} \neq 0$). В этом случае

$$R_c'' = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{g_{11}}{1 + (g_{21}+g_{11}) R_{э1}}}.$$

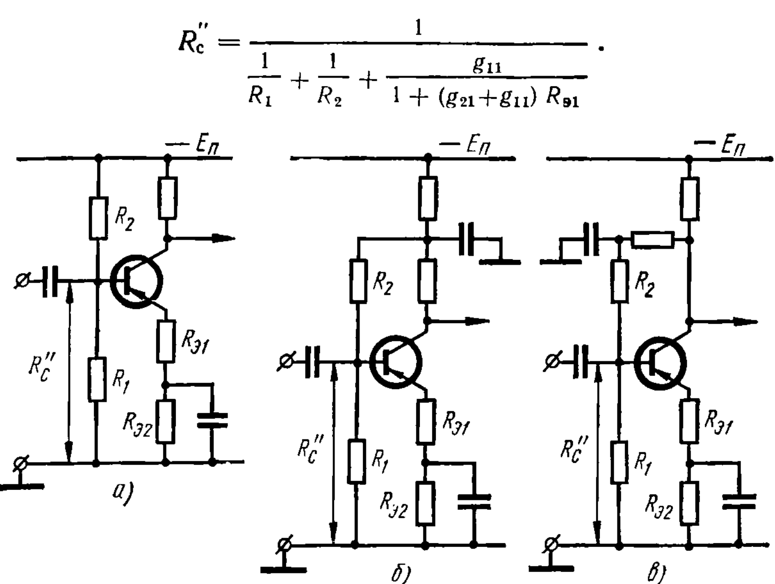


Рис. 4.20. К расчету вспомогательных цепей усилителя

Иногда в цепь базы транзистора следующего каскада включают корректирующую ячейку (рис. 4.21). Это применяется в том случае, если нельзя (например, из-за снижения напряжения на коллекторе) увеличить общее сопротивление коллекторной цепи предшествующего каскада. Результирующее входное сопротивление для схемы рис. 4.21 определяется, так же как и для схем рис. 4.20.

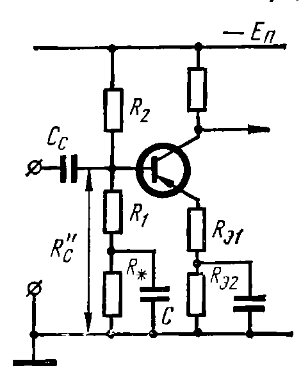


Рис. 4.21. К расчету вспомогательных цепей усилителя

Как видно из рис. 4.21, резисторы R_* и R_1 одновременно являются элементами схемы стабилизации рабочей точки биполярного транзистора и элементами корректирующей цепи. Общее сопротивление резисторов $R_* + R_1$ находится из расчета схемы стабилизации, а соотношение R_* и R_1 определяется исходя из требуемого подъема плоской вершины импульса. При этом следует иметь в виду, что с уменьшением R_1 увеличивается подъем вершины ($\Delta_{кор}$), но вместе с тем падает входное сопротивление схемы стабилизации, а следовательно, уменьшается возможный коэффициент усиления предшествующего каскада. Подъем плоской вершины импульса за счет корректирующей ячейки в цепи базы определяется формулой

$$\Delta_{кор} = \frac{t_{и}}{CR_1\left[1 + R_1\left(\frac{g_{11}}{1+g_{21}R_{э1} + g_{11}R_{э1}} + \frac{1}{R_{к.п}} + \frac{1}{R_2}\right)\right]},$$

где $R_{к.п}$— сопротивление в цепи коллектора предшествующего каскада; $t_и$ — длительность импульса.

Приведенная формула подъема вершины импульса за счет корректирующей цепи справедлива при условии, что

$$R_* \gg \frac{t_и}{2C}.$$

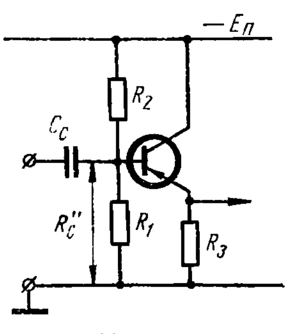


Рис. 4.22. К расчету вспомогательных цепей усилителя

Для эмиттерного повторителя (рис. 4.22) результирующее входное сопротивление R_c'' приближенно $\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$ определяется выражением

$$R_c'' = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + (1 - K_п)\, g_{11}},$$

где $K_п$— коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Схема 4.7 (рис. 4.23)

К расчету вспомогательных цепей каскада (в каскаде используется схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току)

Спад плоской вершины импульса создают цепи связи и эмиттера. Фильтрующая ячейка $C_ф R_ф$ выполняет также и корректирующую функцию, обусловливая подъем плоской вершины импульса.

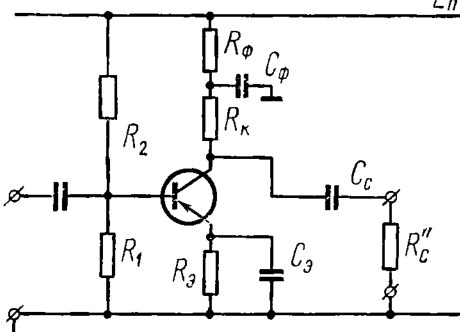


Рис. 4.23. К расчету вспомогательных цепей каскада с эмиттерной схемой стабилизации

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_c = \frac{t_и}{C_c\left(R_к + R_c''\right)},$$

где $t_и$ — длительность усиливаемого импульса (расчет выполняется, как правило, для импульса максимальной длительности); R_c'' — результирующее входное сопротивление следующего каскада или сопротивление нагрузки (указания по определению R_c'' приведены в начале настоящего параграфа).

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\, t_и}{C_э}.$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки

$$\Delta_ф = \frac{t_и}{C_ф R_к \left(1 + \frac{R_к}{R''_с}\right)}.$$

Формулы для $\Delta_э$ и $\Delta_ф$ справедливы при выполнении соответственно следующих условий:

$$R_э \gg \frac{t_и}{2C_э} \quad и \quad R_ф \gg \frac{t_и}{2C_ф}.$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_с + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Если значение Δ отрицательно, то это означает, что каскад характеризуется подъемом плоской вершины импульса.

В схеме 4.7 конденсатор $C_э$ большой емкости блокирует резистор $R_э$, поэтому отрицательная обратная связь по переменному току в каскаде отсутствует. Случай, когда конденсатор блокирует часть общего сопротивления в цепи эмиттера, рассматривается далее (см. схему 4.10).

Схема 4.8 * (рис. 4.24)

К расчету вспомогательных цепей каскада (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению; напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_ф$)

В отличие от схемы 4.7 в схеме 4.8 стабилизация положения рабочей точки биполярного транзистора выполнена с использованием резистора $R_ф$, что позволяет при прочих равных условиях (со схемой 4.7) уменьшить коэффициент нестабильности (см. гл. 3).

Очевидно, что при наличии резистора R_2 в рассматриваемой схеме имеет место отрицательная обратная связь по напряжению, влияющая на воспроизведение вершины импульса (влияние на воспроизведение фронта импульса практически отсутствует ввиду большой постоянной времени $C_ф R_ф$).

В сочетании с элементами R_1 и R_2 схемы стабилизации цепь $C_ф R_ф$ может обусловить как подъем, так и спад плоской вершины импульса в зависимости от значений элементов схемы. Это объясняется сле-

---

* См. описание схемы 4.7.

дующим образом. При подведении к базе транзистора импульса, например, положительной полярности на резисторе $R_к$ сразу появится импульс напряжения (если пренебречь временем нарастания фронта импульса). Конденсатор $C_ф$ начнет заряжаться. На его обкладках возникнет нарастающее со временем напряжение. Последнее добавляется к напряжению на резисторе $R_к$ и одновременно, с учетом коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи, подводится к базе транзистора. В результате действия отрицательной обратной связи с зарядом конденсатора $C_ф$ напряжение на резисторе $R_к$ начнет уменьшаться, а скорость заряда конденсатора $C_ф$ замедлится. Таким образом, импульс на выходе каскада за счет этой цепи будет иметь подъем плоской вершины, если напряжение на конденсаторе $C_ф$ возрастет на величину, большую той, на которую уменьшится напряжение на резисторе $R_к$. В противном случае импульс на выходе ввиду преобладающего влияния цепи отрицательной обратной связи будет иметь спад плоской вершины.

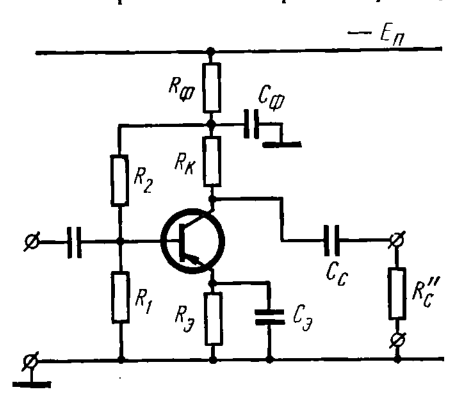


Рис. 4.24. К расчету вспомогательных цепей каскада с комбинированной схемой стабилизации

Спад плоской вершины за счет цепи связи

$$\Delta_с = \frac{t_и}{C_с\left(R_к + R''_с\right)}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\,t_и}{C_э} \quad \left(при\ R_э \gg \frac{t_и}{2C_э}\right).$$

Искажение плоской вершины импульса за счет совместного действия цепи фильтрующей ячейки и цепи отрицательной обратной связи по напряжению

$$\Delta_ф = \left(\frac{R''_с}{R''_с + R_к} - \frac{R'_1}{R'_1 + R_2}\,K_0\right)\frac{t_и}{C_ф R_к},$$

где $$K_0 = g_{21}R_0,\quad R'_1 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_*}},\qquad R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R''_с}},$$

R_*— сопротивление в цепи коллектора предшествующего каскада.

Формула для $\Delta_ф$ справедлива при условии $R_ф \gg \frac{t_и}{2C_ф}$.

Если входной каскад усилителя выполняется по схеме 4.8, то при расчете искажения вершины импульса за счет действия ячейки $C_ф R_ф$ и цепи отрицательной обратной связи необходимо учесть внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г$. При этом

$$R_1' = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_г}}.$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_с + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Как следует из предыдущего, за счет ячейки $C_ф R_ф$ и цепи отрицательной обратной связи возможен как подъем, так и спад плоской вершины импульса. Поэтому в последней формуле следует учитывать знак $\Delta_ф$.

Схема 4.9* (рис. 4.25)

К расчету вспомогательных цепей каскада (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обретной связью по току и напряжению; напряжение обретной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_к$)

В схеме 4.9, так же как и в схеме 4.8, действует отрицательная обратная связь через элементы схемы стабилизации рабочей точки транзистора. В зависимости от соотношения величин элементов схемы сложная цепь, содержащая $C_ф$, может вызвать как подъем, так и спад вершины импульса. Механизм возникновения спада или подъема вершины импульса за счет этой цепи в основном аналогичен рассмотренному в описании схемы 4.8.

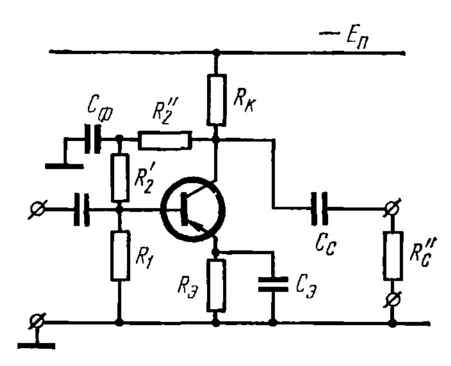


Рис. 4.25. К расчету вспомогательных цепей каскада с комбинированной схемой стабилизации

Преимуществом схемы 4.9 по сравнению со схемами 4.7 и 4.8 является возможность при той же эффективности схемы стабилизации рабочей точки несколько уменьшить сопротивление постоянному току в цепи коллектора в связи с исключением резистора $R_ф$. Вместе с тем схема стабилизации, дополненная конденсатором $C_ф$, способна при соответствующем выборе соотношения между сопротивлениями резисторов R_2' и R_2'' (общее сопротивление $R_2' + R_2'' = \text{const}$, оно определяется из расчета схемы стабилизации) выполнять также и корректирующую функцию. При этом следует иметь в виду, что коэффициент усиления

* См. описание схем 4.7 и 4.8.

схемы 4.9 зависит от выбора сопротивления резистора R_2'', так как по переменному току R_2'' и $R_к$ соединены параллельно. С уменьшением сопротивления резистора R_2'' возрастает корректирующая способность схемы, но одновременно падает коэффициент усиления. Отметим также, что с уменьшением R_2'' соответственно увеличивается R_2', в связи с этим входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора возрастает (и наоборот). Заметим, что для схемы 4.9

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_с = \frac{t_и}{C_с\left(R_к' + R_с''\right)},$$

где

$$R_к' = \frac{R_к R_2''}{R_к + R_2''}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\, t_и}{C_э} \qquad \left(\text{при } R_э \gg \frac{t_и}{2C_э}\right)$$

Искажение плоской вершины импульса за счет схемы стабилизации

$$\Delta_ф = \left(\frac{R_0' - R_0}{R_0'} - \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} K_0\right)\frac{t_и}{C_ф R_2''},$$

где $$R_0' = \frac{1}{\dfrac{1}{R_к} + \dfrac{1}{R_с''}}, \qquad R_1' = \frac{1}{g_{11} + \dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_*}},$$

$$R_0 = \frac{1}{\dfrac{1}{R_2''} + \dfrac{1}{R_к} + \dfrac{1}{R_с''}}, \qquad K_0 = g_{21} R_0.$$

Здесь R_* — сопротивление резистора в цепи коллектора предшествующего каскада ($R_* = R_{к.пред}$) или сопротивление источника сигнала ($R_* = R_г$), если данный каскад — первый. При использовании в предшествующем каскаде такой же схемы стабилизации рабочей точки, как и в данном,

$$R_* = \frac{R_{к.\,пред} R_{2\,пред}''}{R_{к.\,пред} + R_{2\,пред}''}.$$

Для подъема плоской вершины импульса, как следует из выражения $\Delta_ф$, необходимо выполнить следующее условие:

$$\frac{R_0' - R_0}{R_0'} > \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} K_0.$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_с + \Delta_э - \Delta_ф.$$

В последней формуле $\Delta_ф$ следует взять с учетом ее знака (при выполнении приведенного выше условия подъема вершины импульса $\Delta_ф$ следует приписать знак «+»).

Схема 4.10* (рис. 4.26)

К расчету вспомогательных цепей каскада (в каскаде действует отрицательная обратная связь по переменному току через резистор $R_{э1}$)

Схема 4.10 соответствует случаю, когда в каскаде применяется отрицательная активная или комплексная обратная связь по току (см. § 4.1, схемы 4.3 и 4.4). При комплексной отрицательной обратной связи (эмиттерной коррекции) параллельно $R_{э1}$ или между эмиттером и корпусом усилителя присоединяется конденсатор небольшой емкости. На рис. 4.26 он не приведен, так как не оказывает влияния на воспроизведение плоской вершины импульса. Заметим, что выбор точек его присоединения не имеет принципиального значения и определяется только из соображений рациональности монтажной схемы.

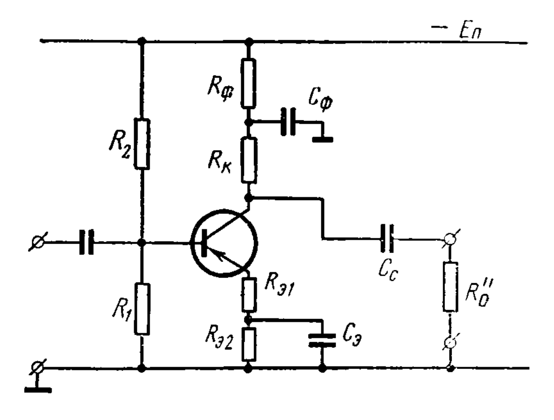


Рис 4.26. К расчету вспомогательных цепей каскада с эмиттерной схемой стабилизации и с отрицательной обратной связью по переменному току

Введение эмиттерной коррекции способствует уменьшению спада вершины импульса в предшествующем каскаде за счет цепи связи, а также некоторому увеличению подъема вершины в том же каскаде за счет его цепи коррекции (ячейки фильтра). Указанный эффект обусловлен увеличением входного сопротивления каскада, в котором действует отрицательная обратная связь по току.

Следует подчеркнуть, что при данной схеме стабилизации (см. рис. 4.26) наличие в каскаде эмиттерной коррекции оказывает влияние на искажение плоской вершины импульса только в предшествующем каскаде. Это означает, что если в данном каскаде имеется эмиттерная коррекция, а следующий каскад является реостатным некорректированным каскадом, то спад плоской вершины импульса в данном каскаде будет таким же, как если бы в нем отсутствовала коррекция.

* См. описание схем 4.7, 4.8 и 4.9.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_c = \frac{t_и}{C_c\left(R_к + R_c''\right)}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\, t_и}{C_э} \qquad \left(\text{при } R_{э2} \gg \frac{t_и}{2C_э}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки

$$\Delta_ф = \frac{t_и}{C_ф R_к\left(1 + \frac{R_к}{R_c''}\right)} \qquad \left(\text{при } R_ф \gg \frac{t_и}{2C_ф}\right).$$

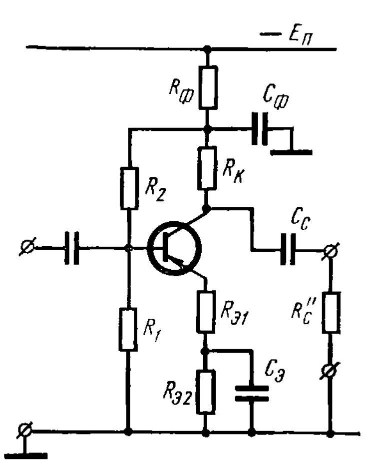


Рис. 4.27. К расчету вспомогательных цепей каскада с комбинированной схемой стабилизации и с отрицательной обратной связью по переменному току

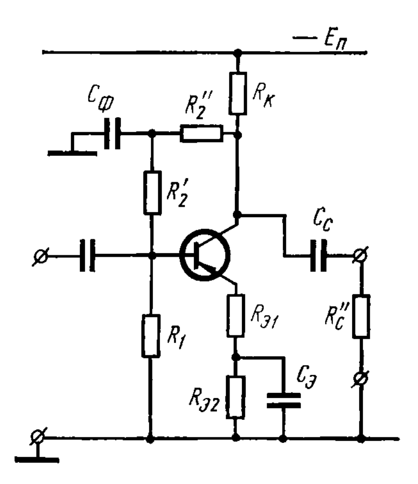


Рис. 4.28. К расчету вспомогательных цепей каскада с комбинированной схемой стабилизации и с отрицательной обратной связью по переменному току

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Все приведенные формулы для расчета спада плоской вершины импульса остаются в силе также в случае, когда сопротивление резистора $R_{э2}$ равно нулю, т. е. когда ячейка $C_э R_{э2}$ в цепи эмиттера отсутствует, при этом $\Delta_э = 0$.

Заметим, что если каскад выполнен по схеме с отрицательной обратной связью по переменному току, соответствующей рис. 4.27 или 4.28, то в этом случае сохраняют справедливость формулы, приведен-

ные в описаниях схем 4.8 и 4.9 с тем отличием, что при вычислении $\Delta_ф$ сопротивление R_1' следует определить по формуле

$$R_1' = \frac{1}{\dfrac{g_{11}}{1 + (g_{21} + g_{11}) R_{э1}} + \dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_*}}.$$

Схема 4.11 (рис. 4.29)

К расчету цепи связи усилителя с источником сигнала

Если источник сигнала непосредственно связан с усилителем без разделительного конденсатора, то в этом случае входная цепь не вызывает искажения плоской вершины усиливаемых импульсов. При наличии конденсатора связи возникает спад вершины импульса, который тем значительнее, чем меньше постоянная времени входной цепи. Постоянная времени зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала $R_г$, емкости конденсатора связи C_c и результирующего входного сопротивления первого каскада усилителя R_c''. Определение последнего приведено в начале настоящего параграфа.

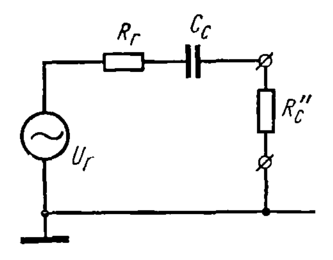


Рис. 4.29. К расчету цепи связи усилителя с источником сигнала

Следует отметить, что применение во входном каскаде отрицательной обратной связи по току или использование в качестве входного каскада эмиттерного повторителя способствует (наряду с улучшением других качественных показателей) меньшему искажению плоской вершины импульса.

Спад плоской вершины импульса

$$\Delta_{вх} = \frac{t_и}{C_c \left(R_г + R_c''\right)}.$$

§ 4.3. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ НА ЛАМПАХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Каскады на лампах и каскады на полевых транзисторах рассматриваются совместно в связи с близостью их характеристик и аналогией, существующей между расчетными формулами для идентичных схем на этих активных элементах.

Описание схем в основном является общим для обоих активных элементов. В начале каждого описания указываются формулы, являющиеся общими (по своей форме записи) для обоих активных элементов, и далее дается их раздельная расшифровка с частными замечаниями для схемы на лампе и для схемы на полевом транзисторе.

Современным требованиям в отношении микроминиатюризации аппаратуры особенно хорошо удовлетворяют полевые транзисторы. Их применение в простейших схемах, не содержащих в качестве корректирующих элементов катушки индуктивности, позволяет получить высокий уровень интеграции.

Использование схем на лампах, имеющих габариты, значительно превосходящие размеры транзисторов и обладающих меньшими чем транзисторы надежностью и сроком службы, в настоящее время ограничено особыми случаями, когда представляется сложным получение необходимых качественных показателей схемы при ее выполнении на транзисторах и по другим причинам (отсутствие транзисторов с нужными параметрами, дополнение новым блоком существующего радиотехнического устройства, содержащего лампы и пр.).

Зависимость параметров полевого транзистора от температуры, их разброс и повышенная чувствительность схемы к возможному отклонению величин входящих в нее элементов из-за значительной внутренней обратной связи через емкость затвор—сток затрудняет применение в каскаде на полевом транзисторе таких способов коррекции, которые критичны к изменению данных схемы (сложные схемы коррекции).

Схема 4.12 (рис. 4.30)

Реостатный каскад

Реостатный каскад широко применяется в связи с простотой схемы и возможностью компактного выполнения усилителя из реостатных каскадов. В переходной характеристике каскада отсутствует выброс.

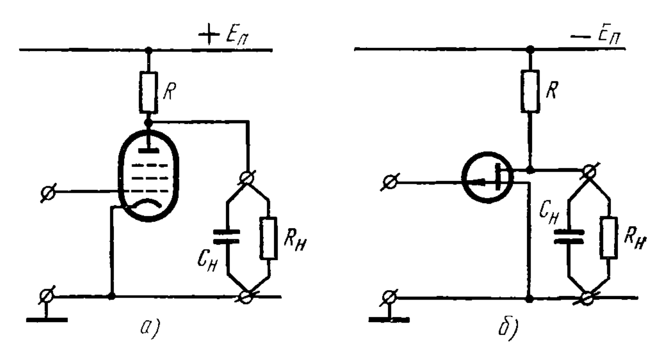


Рис. 4.30. Принципиальная схема реостатного каскада (вспомогательные цепи не показаны):

а — реостатный каскад на лампе; *б* — реостатный каскад на полевом транзисторе

Это касается также и усилителя, если он собран из реостатных некорректированных каскадов.

Включение в состав усилителя некорректированного каскада, имеющего монотонную переходную характеристику, способствует умень-

шению выброса в переходной характеристике усилителя, если другие каскады, имеющие коррекцию, дают выброс. Такое же влияние на выброс в переходной характеристике оказывают каскады, выполненные по другим схемам (см. далее), если они характеризуются монотонной переходной характеристикой.

Недостатком схемы является сравнительно малая добротность, что делает невыгодным применение этой схемы для усиления достаточно коротких импульсов при времени установления в пересчете на один каскад порядка 3,6 C/S и значительном общем коэффициенте усиления усилителя.

Приводимые далее формулы справедливы при условии, что цепи, обеспечивающие режим работы каскада по постоянному току, фильтрацию и связь со следующим каскадом или нагрузкой, имеют постоянные времени, которые значительно больше постоянной времени CR_0.

Коэффициент усиления $K_0 = SR_0$.

Время установления $t_у = 2{,}2\tau_э$.

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{RR_н}{R + R_н}.$$

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э = CR_0$.

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{вых.\,л} + C_н + C_м \text{ (каскад на лампе)},$$

$$C = C_{си} + C_{зс} + C_н \text{ (каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_{вх.\,л} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Если каскад является предварительным, то емкость нагрузки $C_н$ и сопротивление нагрузки $R_н$ представляются соответственно входной емкостью и входным сопротивлением следующего каскада. При $R_н = \infty$ (случай чисто емкостной нагрузки) эквивалентное сопротивление R_0 равно сопротивлению режимного резистора R.

В выражение эквивалентного сопротивления R_0 не введено внутреннее сопротивление R_i активного элемента, так как в импульсном усилителе (как и в широкополосном) активное сопротивление нагрузки каскада во много раз меньше внутреннего сопротивления лампы (пентода), а также внутреннего сопротивления полевого транзистора.

Входное активное сопротивление схемы определяется практически только сопротивлением режимного резистора в цепи управляющего электрода активного элемента, которое можно выбрать достаточно большим.

Добротность реостатного каскада на полевом транзисторе, нагруженного на такой же каскад, значительно меньше добротности аналогичного лампового каскада из-за относительно малой крутизны характеристики тока стока и большой входной динамической емкости следующего каскада. Поэтому применение последовательности некорректированных реостатных каскадов на полевых транзисторах ограничено случаями усиления импульсов сравнительно большой длительности (порядка нескольких микросекунд и более). Заметим, что использование комбинированных схем (см. гл. 5) позволяет усиливать также и импульсы меньшей длительности.

Приведенную выше формулу входной емкости каскада на полевом транзисторе следует рассматривать как приближенную, так как она не учитывает частотной зависимости коэффициента усиления. Это относится также и к аналогичным формулам, определяющим входную емкость других, описываемых далее схем.

В отличие от каскада на лампе емкость монтажа в каскаде на полевом транзисторе в связи с ее малой величиной допустимо не учитывать.

Схема 4.13 * (рис. 4.31)

Каскад с параллельной коррекцией (нагрузка: $C_н$)

Схема с параллельной (индуктивной) коррекцией наряду со схемой реостатного каскада принадлежит к числу схем наиболее часто применяемых в импульсных усилителях. Ее достоинства — простота и более высокая по сравнению со схемой 4.12 добротность.

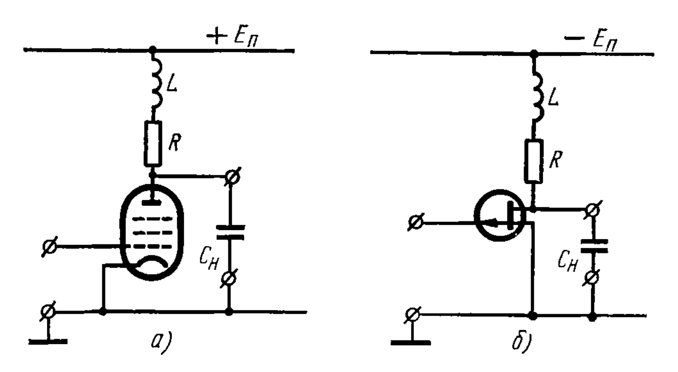


Рис. 4.31. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией, нагруженного на емкость $C_н$ (вспомогательные цепи не показаны):

а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Индуктивную коррекцию можно применять не только в ламповом каскаде, но и в каскаде на полевом транзисторе. Известно, что при наличии паразитной обратной связи между входной и выходной цепями каскада и индуктивной нагрузке может возникнуть отрицательная

---

* См. описание схемы 4.12.

активная составляющая входной проводимости. Однако значительная внутренняя обратная связь в полевом транзисторе через емкость затвор-сток практически не препятствует применению параллельной коррекции. Как можно показать, отрицательная активная составляющая входной проводимости возникает лишь при добротности контура в цепи стока $Q > 1$ или при коэффициенте коррекции $k > 1$ ($\kappa = L/CR^2$) на частотах $\omega < \frac{\sqrt{k-1}}{CRk}$. Практически коэффициент коррекции всегда выбирают меньше единицы, так как при k, близком к единице, выброс в переходной характеристике каскада достигает десятков процентов. Тем не менее, внутренняя обратная связь через емкость затвор-сток, оказывая влияние на величину входной проводимости, несколько уменьшает стабильность работы схемы. Это особенно проявляется при достаточно большом сопротивлении нагрузки предшествующего каскада или при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала, если данный каскад является первым каскадом усилителя.

Переходный процесс в схеме в зависимости от величины коэффициента коррекции может иметь различный характер. При $k \leqslant 0{,}25$ переходная характеристика монотонна. При $k > 0{,}25$ в переходной характеристике появляется выброс. Зависимости обобщенного времени установления $t_у'$ и выброса δ от коэффициента коррекции k представлены на графиках рис. 2.8 и 2.9, которыми надлежит пользоваться при расчете схемы. Коэффициент коррекции k следует выбрать, исходя из допустимого значения выброса, но не менее 0,25.

Корректирующую катушку индуктивности рекомендуется включать между резистором R и источником питания, а не между анодом лампы (или стоком полевого транзистора) и резистором R в связи с тем, что в последнем случае паразитная емкость катушки индуктивности на корпус усилителя входит в качестве компоненты в общую емкость схемы C. Кроме того, при рекомендуемом способе включения емкость катушки на корпус и распределенная емкость катушки индуктивности способствуют повышению корректирующей способности схемы (см. схему 4.17).

Параллельная схема коррекции представляет двухполюсник и содержит всего один независимый параметр — коэффициент коррекции k. Поэтому схема с коррекцией индуктивностью обладает меньшими возможностями, чем сложные схемы коррекции, располагающими двумя и тремя независимыми параметрами (см. схемы 4.21 и 4.22).

Недостаток схемы — ее чувствительность к отклонению параметров элементов L, C и R. Это, в частности, может привести к появлению или увеличению выброса в переходной характеристике. Кроме того, наличие корректирующей катушки индуктивности затрудняет применение данного вида коррекции в интегральных схемах на транзисторах.

Коэффициент усиления $K_0 = SR$.

Время установления $t_у = t_у'CR$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{CR^2}$.

Переходная характеристика при $k < 0{,}25$

$$h(t') = 1 - \frac{(1+\sqrt{1-4k})^2}{4\sqrt{1-4k}} e^{-\frac{1-\sqrt{1-4k}}{2k} t'} + \frac{(1-\sqrt{1-4k})^2}{4\sqrt{1-4k}} e^{-\frac{1+\sqrt{1-4k}}{2k} t'}.$$

Переходная характеристика при $k = 0{,}25$

$$h(t') = 1 - (1 + t') e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k > 0{,}25$

$$h(t') = 1 - e^{-\frac{t'}{2k}} \left(\frac{1-2k}{\sqrt{4k-1}} \sin \frac{\sqrt{4k-1}}{2k} t' + \cos \frac{\sqrt{4k-1}}{2k} t' \right).$$

Обобщенное время $t' = \frac{t}{CR}$.

Выброс

$$\delta = \sqrt{k}\, e^{\frac{\operatorname{arctg} \sqrt{4k-1} - \pi}{\sqrt{4k-1}}}.$$

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{\text{вых. л}} + C_{\text{н}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{\text{си}} + C_{\text{зс}} + C_{\text{н}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{вх. л}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}} (1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

При расчете усилительного блока, содержащего несколько идентичных каскадов по схеме 4.13, следует иметь в виду, что коэффициенты $a = \sqrt{k}$ и $b = 1/\sqrt{k}$, а время установления определяется по формуле $t_{\text{у}} = t_{\text{у}}' \sqrt{k}\, CR$.

Схема 4.14* (рис. 4.32)

Каскад с параллельной коррекцией (нагрузка: $C_{\text{н}}$ и $R_{\text{н}}$)

Шунтирование цепи LR сопротивлением нагрузки ослабляет влияние корректирующей индуктивности. В связи с этим схеме 4.14 соответствуют другие, чем у схемы 4.13, условия выбора величин элемен-

* См. описания схем 4.12 и 4.13.

тов схемы. Вместе с тем характеристика схемы параллельной коррекции, приведенная в описании схемы 4.13 для случая емкостной нагрузки каскада, сохраняет справедливость также и для схемы 4.14.

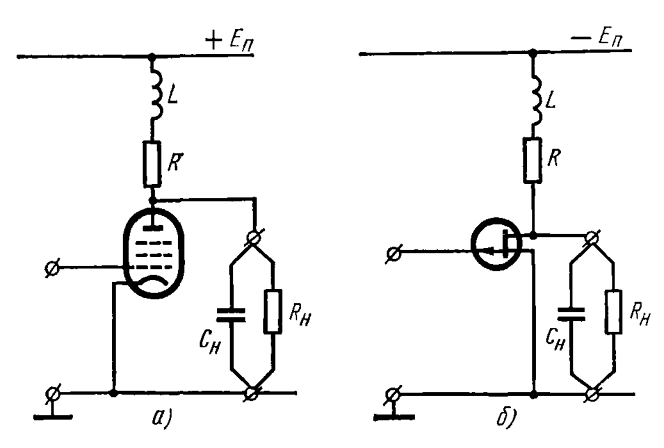


Рис 4 32. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией, нагруженного на емкость $C_н$ и сопротивление $R_н$ (вспомогательные цепи не показаны):
а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{SR}{1 + \alpha_а}$.

Коэффициент нагрузки $\alpha_а = \dfrac{R}{R_н}$.

Время установления $t_у = \dfrac{t'_у CR}{1 + \alpha_а}$.

Коэффициент коррекции $k = \dfrac{L}{CR^2}$.

Коэффициенты $a = \sqrt{k(1 + \alpha_а)}$, $b = \dfrac{1 + k\alpha_a}{\sqrt{k(1 + \alpha_а)}}$.

Характер переходного процесса в схеме определяется коэффициентом b, зависящим от k и $\alpha_а$. Апериодический процесс установления в схеме имеет место при $b \geqslant 2$, а колебательный — при $b < 2$.

Далее приведены выражения переходных характеристик, записанные в функции обобщенного времени:

$$t' = \frac{t}{CR\sqrt{\dfrac{k}{1 + \alpha_а}}}.$$

Переходная характеристика при $b > 2$:

$$h(t') = 1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{b}{2}t'} \left[\left(1 + \frac{b-2a}{\sqrt{b^2-4}}\right) e^{\frac{\sqrt{b^2-4}}{2}t'} + \left(1 - \frac{b-2a}{\sqrt{b^2-4}}\right) e^{-\frac{\sqrt{b^2-4}}{2}t'} \right].$$

Переходная характеристика при $b = 2$:

$$h(t') = 1 - (1 + t' - at') e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$:

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'} (\gamma \sin \beta t' + \cos \beta t'),$$

где

$$\gamma = \frac{\alpha - a}{\beta}, \quad \alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{4-b^2}}{2}.$$

Монотонная переходная характеристика имеет место при $b \geqslant 2$ и $a \frac{b - \sqrt{b^2-4}}{2} \leqslant 1$, чему соответствует область значений коэффициента коррекции k

$$0 \leqslant k \leqslant \frac{2 + \alpha_а - 2\sqrt{1 + \alpha_а}}{\alpha_а^2}.$$

При монотонном процессе установления время установления $t_у$ можно приближенно определить по формуле

$$t_у = 2{,}2kCR \frac{\sqrt{b^2 - a^2 - 2}}{a}.$$

Коэффициент коррекции k при $b = 2$ равен

$$k = \frac{2 + \alpha_а - 2\sqrt{1 + \alpha_а}}{\alpha_а^2}.$$

При колебательном процессе установления $(b < 2)$ δ и $t_у'$ определяются с помощью графиков рис. 4.33. Выброс δ можно также рассчитать, воспользовавшись формулой [1]

$$\delta = \sqrt{k}\, e^{\frac{\operatorname{arctg}\left[\frac{1}{1-k\alpha_а}\sqrt{4k-(1-k\alpha_а)^2}\right] - \pi}{\frac{1}{1+k\alpha_а}\sqrt{4k-(1-k\alpha_а)^2}}}.$$

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{\text{вых. л}} + C_{\text{н}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{\text{си}} + C_{\text{зс}} + C_{\text{и}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{вх. л}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}(1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

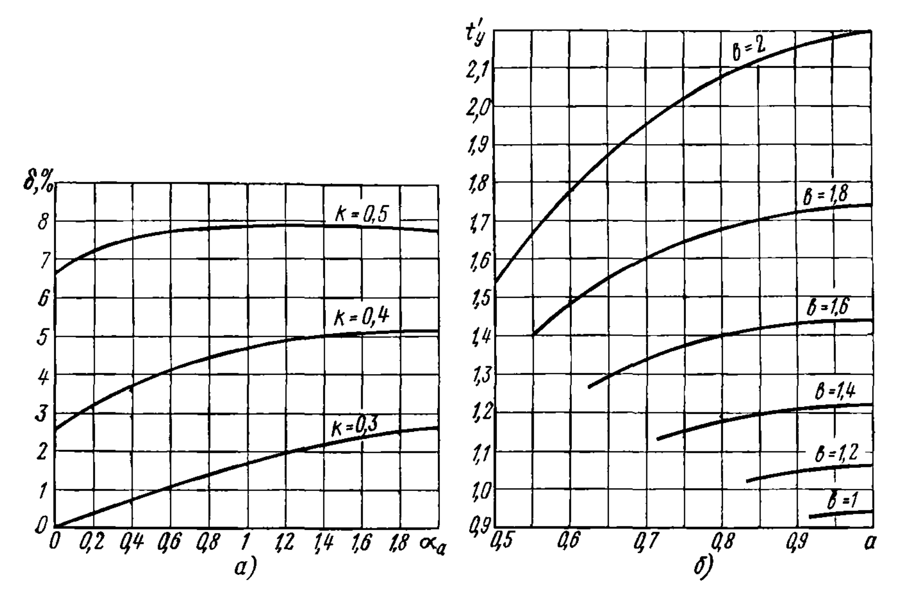


Рис. 4.33. Графики к определению выброса δ и обобщенного времени установления $t'_{\text{у}}$:

а — зависимость δ от $\alpha_{\text{а}}$ при разных коэффициентах коррекции *k*; *б* — зависимость $t'_{\text{у}}$ от коэффициента *a* при разных коэффициентах *b*

Порядок расчета схемы 4.14 (предполагается, что K_0, $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{и}}$ заданы):

1) исходя из формулы коэффициента усиления определяют *R* и далее $\alpha_{\text{а}}$;

2) по допустимому выбросу и коэффициенту $\alpha_{\text{а}}$ с помощью графиков рис. 4.33, *а* находят коэффициент коррекции *k*; если нельзя допустить выброса в переходной характеристике каскада, то коэффициент *b* следует принять равным двум, а коэффициент коррекции *k* рассчитать по приведенной для этого случая формуле;

3) используя полученные значения *k* и $\alpha_{\text{а}}$, рассчитывают коэффициенты *a* и *b*;

4) с помощью графиков рис. 4.33, *б* находят обобщенное время установления $t_{\text{у}}'$ и далее общую емкость нагрузки каскада и время установления $t_{\text{у}}$;

5) определяют индуктивность корректирующей катушки *L*.

При расчете усилительного блока из нескольких идентичных каскадов по схеме 4.14 (см. § 5.3) время установления следует определить по формуле $t_у = t'_у CR \sqrt{\frac{k}{1+\alpha_а}}$, где $t_у'$ находится по графикам рис. 5.23—5.25.

Пример 4. 4. Рассчитать основные параметры каскада с параллельной коррекцией (см. рис. 4.32, *а*) на лампе 6Ж1П. Коэффициент усиления $K_0 = 7$. Время установления $t_у = 0{,}06$ мкс. Выброс $\delta \leqslant 4\%$. Емкость нагрузки $C_н = 20$ пФ. Сопротивление нагрузки $R_н = 3{,}5$ кОм. Считается, что амплитуда импульса на входе усилителя мала. Крутизна анодно-сеточной характеристики лампы 6Ж1П в рабочей точке $S = 5{,}15$ мА/В. Выходная емкость лампы $C_{вых.л} = 2{,}35$ пФ.

При малой амплитуде импульса напряжения на выходе усилителя выходной каскад рассчитывается так же, как и каскад предварительного усиления.

Исходя из формулы коэффициента усиления $\left(K_0 = \frac{SR}{1+\alpha_а};\ \alpha_а = \frac{R}{R_н}\right)$ определяем сопротивление резистора R и коэффициент $\alpha_а$:

$$R = \frac{R_н}{\frac{SR_н}{K_0} - 1} = \frac{3{,}5 \cdot 10^3}{\frac{5{,}15 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}5 \cdot 10^3}{7} - 1} \cdot 10^{-3} \approx 2{,}2 \text{ кОм},$$

$$\alpha_а = \frac{R}{R_н} = \frac{2{,}2}{3{,}5} = 0{,}63.$$

Воспользовавшись графиками рис. 4.33, *а*, по заданному выбросу $\delta = 4\%$ и коэффициенту $\alpha_а = 0{,}63$ находим коэффициент коррекции $k \approx 0{,}39$ и далее рассчитываем коэффициенты a и b

$$a = \sqrt{k(1+\alpha_а)} = \sqrt{0{,}39(1+0{,}63)} \approx 0{,}8,$$

$$b = \frac{1+k\alpha_а}{\sqrt{k(1+\alpha_а)}} = \frac{1+0{,}39 \cdot 0{,}63}{\sqrt{0{,}39(1+0{,}63)}} \approx 1{,}55.$$

С помощью графиков рис. 4.33, *б* по рассчитанным коэффициентам a и b находим обобщенное время установления $t_у' \approx 1{,}34$ и далее, задаваясь емкостью монтажа $C_м = 4$ пФ, определяем общую емкость нагрузки каскада C, время установления $t_у$ и индуктивность корректирующей катушки:

$$C = C_{вых.\,л} + C_м + C_н = 2{,}35 + 4 + 20 \approx 26 \text{ пФ},$$

$$t_у = \frac{t'_у CR}{1+\alpha_а} = \frac{1{,}34 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}2 \cdot 10^3}{1+0{,}63} \cdot 10^6 \approx 0{,}047 \text{ мкс},$$

$$L = kCR^2 = 0{,}39 \cdot 26 \cdot 10^{-12}(2{,}2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 49 \text{ мкГ}.$$

Время установления $t_у$ оказалось примерно на 20% меньше того, которое требуется по заданию. Поэтому целесообразно оценить воз-

можность удовлетворить требованиям задания при $\delta = 0$, т. е. при отсутствии выброса в переходной характеристике каскада. Полагая $b = 2$, определяем коэффициенты k и a:

$$k = \frac{2 + \alpha_a - 2\sqrt{1 + \alpha_a}}{\alpha_a^2} = \frac{2 + 0,63 - 2\sqrt{1 + 0,63}}{0,63^2} \approx 0,2,$$

$$a = \sqrt{k(1 + \alpha_a)} = \sqrt{0,2(1 + 0,63)} \approx 0,57.$$

Обращаясь вновь к графикам рис. 4.33, *б*, находим обобщенное время установления t_y', соответствующее коэффициентам $a = 0,57$ и $b = 2$. При этом $t_y' \approx 1,7$.

Рассчитываем время установления и индуктивность корректирующей катушки:

$$t_y = \frac{t_y' CR}{1 + \alpha_a} = \frac{1,7 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 2,2 \cdot 10^3}{1 + 0,63} \cdot 10^6 \approx 0,06 \text{ мкс},$$

$$L = kCR^2 = 0,2 \cdot 26 \cdot 10^{-12} (2,2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 25 \text{ мкГ}.$$

Таким образом, результаты обоих вариантов расчета схемы выходного каскада удовлетворяют условиям задания. В первом варианте требования задания перевыполняются по времени установления, во втором — по значению выброса. Из двух приведенных вариантов предпочтительнее выбрать второй ($t_y = 0,06$ мкс и $\delta = 0$). При меньшем выбросе каскад будет характеризоваться большей стабильностью своих параметров.

Схема 4.15 * (рис. 4.34)

Реостатный каскад с активной отрицательной обратной связью по току

Достоинство схемы, обусловленное наличием цепи отрицательной обратной связи,— повышенная стабильность ее параметров. Переходная характеристика схемы монотонна.

Схема 4.15 характеризуется меньшей, по сравнению со схемой 4.12, входной емкостью. Отсутствие конденсатора большой емкости в цепи катода или истока позволяет компактнее выполнить конструкцию каскада. Между катодом (истоком) и корпусом действует только небольшая емкость C' (для лампового каскада это в основном емкость катод-подогреватель), не оказывающая вредного влияния на работу схемы. Отметим, что при малой емкости в цепи катода (истока) эта цепь не вызывает спада вершины импульса.

Входное сопротивление каскада на полевом транзисторе практически определяется входным сопротивлением схемы стабилизации. Для лампового каскада входное сопротивление равно сопротивлению утечки R_1 (при условии, что $R_{к2} = 0$). Входное сопротивление можно увеличить, если нижний конец резистора R_1 присоединить к части общего сопротивления в цепи катода, как это показано на рис. 4.34, *а*.

---

* См. описание схемы 4.12.

Вводимое в цепь сетки последовательно с резистором R_1 напряжение отрицательной обратной связи, снимаемое с $R_{к2}$, действует навстречу напряжению сигнала и уменьшает входной ток, протекающий через R_1. Это и приводит к увеличению $R_{вх}$. Большее $R_{вх}$ обусловливает и бóльшую постоянную времени цепи связи с данным каскадом и соответственно меньший спад вершины импульса за счет этой цепи (см. § 4.4). На основные параметры схемы $R_{вх}$ практически не влияет

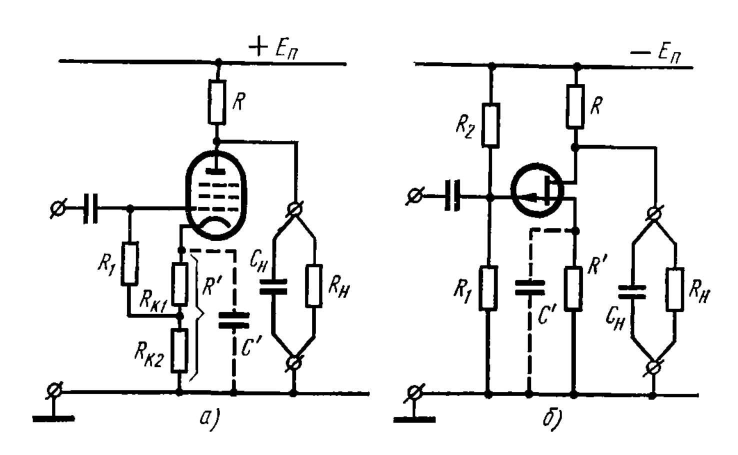


Рис. 4.34. Принципиальная схема реостатного каскада с активной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны):
а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

(в отличие от $R_{вх}$ каскада на биполярном транзисторе, где оно соизмеримо с сопротивлением нагрузки предшествующего каскада).

Сравнивая обычный реостатный каскад с каскадом по схеме рис. 4.15, следует отметить, что введение отрицательной обратной связи по току в реостатный каскад на полевом транзисторе способствует ослаблению действия только емкости затвор — исток, так как влияние емкости затвор — сток уменьшается во столько же раз, во сколько раз падает усиление.

В ламповом каскаде составляющая входной емкости, связанная с емкостью сетка — анод, относительно мала и ее (в отличие от аналогичной емкости затвор — сток полевого транзистора) можно не учитывать. Полезно напомнить, что C_{ac} имеет порядок сотых долей пикофарады (для пентода).

Учитывая, что в полевом транзисторе емкость $C_{зс}$ значительна (до 8—10 пФ), применение реостатного каскада с отрицательной обратной связью по току и с низким коэффициентом усиления, а следовательно, и с относительно низкой входной емкостью, создает благоприятные условия для работы предшествующего каскада или входной цепи.

Недостаток схемы (по сравнению со схемой 4.12) — меньшая добротность, так как при одинаковом со схемой 4.12 коэффициенте уси-

ления сопротивление резистора в выходной цепи схемы 4.15 должно быть в γ (γ — глубина обратной связи по току) раз больше сопротивления аналогичного резистора в обычном реостатном каскаде.

Область применения рассматриваемой схемы — входной каскад, а также предварительные каскады усиления не очень коротких импульсов.

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR_0}{\gamma}$.

Время установления $t_у = 2{,}2\tau_э$.

Глубина обратной связи

$$\gamma = 1 + SR'.$$

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э = CR_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R R_н}{R + R_н}.$$

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_1 \gamma}{\gamma - SR_{к2}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{вых.\,л} + C_и + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{си} + C_{зс} + C_н \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{\gamma} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{\gamma} + C_{зс}(1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Приведенные при описании схемы формулы справедливы при условии, что постоянная времени $C'R'$ существенно меньше эквивалентной постоянной времени $\tau_э$. В отношении ламповой схемы предполагается,что конденсатор блокировки цепи экранирующей сетки $C_э$ (на рис. 4.15, *а* не показан) вторым концом соединен с катодом. Данное замечание относится также ко всем последующим схемам, в которых постоянная времени цепи катода соизмерима с постоянной времени цепи анода. Соединение второго конца конденсатора $C_э$ с шасси приблизило бы работу лампы к триодному режиму, так как в этом случае между экранирующей сеткой и катодом действует переменное напряжение на резисторах $R_{к1} + R_{к2}$. Очевидно, что при указанном соединении входная емкость схемы возрастает на величину $C_{ас}(1 + K_0)$. Если учесть, что у триода междуэлектродная емкость анод — сетка $C_{ас}$ значительно больше, чем у пентода (примерно на два порядка), то увеличение входной емкости схемы будет заметным.

Схема 4.16 * (рис. 4.35)

Реостатный каскад с комплексной отрицательной обратной связью по току

Схема 4.16 характеризуется в основном теми же особенностями, что и схема 4.15. Отличие заключается в большей добротности схемы 4.16, а также в характере переходного процесса, который при комплексной отрицательной обратной связи в зависимости от соотношения действующих в схеме постоянных времени может быть как монотонным, так и апериодическим немонотонным.

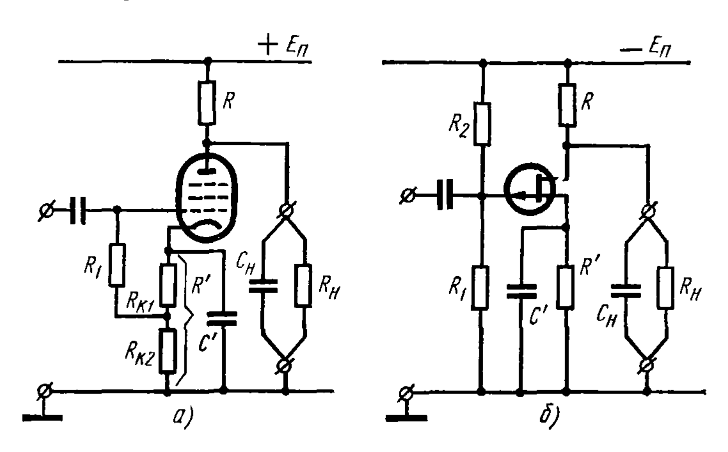


Рис. 4.35. Принципиальная схема реостатного каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны):

а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Если постоянная времени цепи катода (истока) превышает постоянную времени выходной цепи (анода или стока), то в этом случае в переходной характеристике имеется выброс. Физически возникновение выброса объясняется замедленной реакцией цепи катода (истока) из-за ее большей постоянной времени. По этой причине импульс на нагрузке каскада успевает нарасти и превысить напряжение установления прежде, чем на ячейке $C'R'$ образуется достаточное напряжение обратной связи, способное «вернуть» изменяющуюся высоту (текущее значение) импульса к стационарному значению.

Как и схемы с индуктивной коррекцией (4.13 и 4.14), схема 4.16 имеет один независимый коэффициент, определяемый отношением постоянных времени цепи обратной связи и выходной цепи.

Из области возможных отношений постоянных времени $q = \frac{C'R'}{CR_0}$ представляют интерес $q = 1$ и $q > 1$. Граничный случай $q = 1$ соответствует наилучшим параметрам схемы, при которых еще отсутствует выброс в переходной характеристике.

* См. описания схем 4.12 и 4.15.

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR_0}{\gamma}$.

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э = CR_0$.

Эквивалентное сопротивление $R_0 = \frac{R R_н}{R + R_н}$.

Глубина обратной связи $\gamma = 1 + SR'$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_1 \gamma}{\gamma - SR_{к\gamma}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{вых.\,л} + C_н + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$
$$C = C_{си} + C_{зс} + C_н \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{\gamma} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{\gamma} + C_{зс}(1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

1. *Постоянная времени в цепи катода (истока) равна постоянной времени в цепи анода (стока)*

Схемы 4.16 и 4.12 имеют одинаковые коэффициенты усиления K_0, времена установления $t_у$ и переходные характеристики $h(t')$, если сопротивление R_0 в схеме 4.16 принять в γ раз больше аналогичного сопротивления (см. рис. 4.30) схемы 4.12, а необходимую емкость конденсатора C' определить, исходя из условия равенства постоянных времени цепей катода (истока) и анода (стока).

Емкость конденсатора в цепи катода (истока)

$$C' = C\frac{R_0}{R'}.$$

Время установления $t_у = 2{,}2\frac{CR_0}{\gamma}$.

Переходная характеристика $h(t') = 1 - e^{-t'}$.

Обобщенное время $t' = \frac{\gamma}{\tau_э}t$.

2. *Постоянная времени в цепи катода (истока) больше постоянной времени в цепи анода (стока)*

При $q = \frac{C' R'}{CR_0} > 1$ добротность схемы несколько возрастает. Наибольшая добротность имеет место примерно при q близком к γ.

Емкость в цепи катода (истока) $C' = qC\frac{R_0}{R'}$.

Время установления $t_у = t_у{}'\tau_э$.

Переходная характеристика и выброс при $q = \gamma$

$$h(t) = 1 - \left(1 - \frac{\gamma - 1}{\tau_э} t\right) e^{-\frac{t}{\tau_э}},$$

$$\delta = (\gamma - 1) e^{-\frac{\gamma}{\gamma - 1}}.$$

Переходная характеристика и выброс при $q \gtrless \gamma$

$$h(t) = 1 + \frac{(1-q)\gamma}{q-\gamma} e^{-\frac{t}{\tau_э}} + \frac{q(\gamma-1)}{q-\gamma} e^{-\frac{\gamma}{q\tau_э} t},$$

$$\delta = \frac{(\gamma - 1)^{\frac{q}{q-\gamma}}}{(q-1)^{\frac{\gamma}{q-\gamma}}}.$$

На рис. 4.36 приведены зависимости $t_у{}'$ и δ от q для случая $q = \gamma$. Как видно из рисунка 4.36, с увеличением q выброс δ быстро нарастает.

Схема 4.16 отличается от схемы 4.12 тем, что в цепь катода (истока) включен конденсатор небольшой емкости (порядка десятков и сотен пикофарад). При этом схема не вносит спада вершины импульса за счет цепи $C'R'$ и имеет меньшую (по сравнению со схемой обычного реостатного каскада) входную емкость. Приведенная ранее формула для входной емкости из-за наличия емкости C' указывает несколько приуменьшенное значение. Поэтому формулу для $C_{вх}$ следует рассматривать как приближенную.

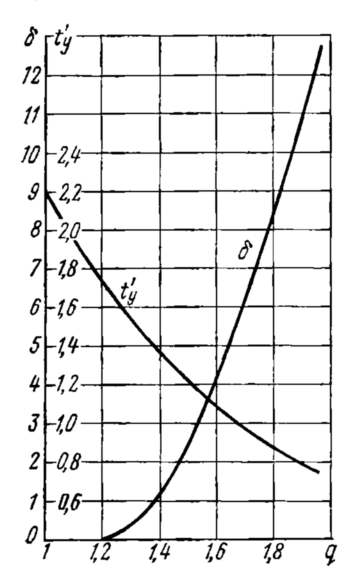


Рис. 4.36. Зависимости обобщенного времени установления $t_у{}'$ и выброса δ от параметра q, равного $1 + SR'$

Недостаток схемы — большее, чем в схеме 4.12, падение постоянного напряжения на резисторе R (при одинаковых K_0 и $t_у$ обеих схем), а также зависимость времени установления от режима каскада и старения активного элемента.

Учитывая незначительное увеличение добротности при выборе $q > 1$ и возникающий в этом случае выброс в переходной характеристике, применение схемы с комплексной обратной связью по току представляет интерес главным образом при равных постоянных времени в цепях катода (истока) и анода (стока).

Пример 4.5. Рассчитать основные параметры реостатного каскада предварительного усиления с комплексной отрицательной обратной связью по току на лампе 6Ж1П. Коэффициент усиления $K_0 = 12$. Время установления $t_у = 0{,}065$ мкс. Выброс $\delta \leqslant 4\%$.

Выбираем типовой режим работы лампы (см. приложение 5): $E_{а0} = 120$ В, $I_{а0} = 8$ мА, $E_э = 120$ В, $I_э = 3$ мА, $E_с = -1{,}7$ В, $S = 5{,}15$ мА/В, $C_{вх.л} = 4{,}35$ пФ, $C_{вых.л} = 2{,}35$ пФ, $C_{кп} = 4{,}6$ пФ. Емкость монтажа принимаем равной 7 пФ.

Определяем межкаскадную емкость

$$C = C_{вх.\,л} + C_{вых.\,л} + C_м = 4{,}35 + 2{,}35 + 7 = 13{,}7 \text{ пФ}.$$

Проверим возможность выполнения требований к каскаду при условии выбора равных постоянных времени, т. е. при $C'R' = CR_0$, что соответствует случаю отсутствия выброса в переходной характеристике каскада. Сопротивлениев цепи катода, с которого снимается напряжение обратной связи, целесообразно выбрать так, чтобы оно одновременно обеспечивало необходимое смещение на управляющей сетке лампы. Тогда в цепи катода будет только один резистор. Учитывая это, находим сопротивление резистора в цепи катода

$$R' = \frac{|E_с|}{I_{а0} + I_э} = \frac{1{,}7}{8\cdot10^{-3} + 3\cdot10^{-3}} \approx 150 \text{ Ом}.$$

Воспользовавшись формулой для коэффициента усиления, определяем сопротивление резистора в цепи анода

$$R = \frac{K_0\,(1 + SR')}{S} = \frac{12\,(1 + 5{,}15\cdot10^{-3}\cdot150)}{5{,}15\cdot10^{-3}}\cdot10^{-3} \approx 4{,}1 \text{ кОм}$$

(ближайший номинал 4,3 кОм).

Вычисляем время установления

$$t_у = 2{,}2\frac{CR}{1+SR'} = 2{,}2\,\frac{13{,}7\cdot10^{-12}\cdot4{,}3\cdot10^{3}}{1 + 5{,}15\cdot10^{-3}\cdot150}\cdot10^{6} \approx 0{,}073 \text{ мкс}.$$

Время установления получилось больше требуемого значения. В связи с этим производим расчет каскада, исходя из допустимого выброса, приняв

$$q = 1 + SR' \qquad \left(q = \frac{C'R'}{CR}\right).$$

Если напряжение обратной связи снимать с резистора R', имеющего сопротивление 150 Ом, то, как следует из графика рис. 4.36, при $q = 1 + SR' = 1 + 5{,}15\cdot10^{-3}\cdot150 \approx 1{,}77$ получается недопустимо большой выброс ($\delta = 7{,}6\%$). Поэтому напряжение обратной связи следует снимать с резистора $R_{к1}$, сопротивление которого меньше 150 Ом, а цепь в катоде выполнить из двух последовательно соединенных резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$, причем $R_{к1} + R_{к2} = 150$ Ом.

Резистор $R_{к2}$, обеспечивающий совместно с $R_{к1}$ необходимое смещение на сетке лампы 6Ж1П, блокируется конденсатором большой емкости, образуя с ним цепь с большой постоянной времени (см. § 4.4). При этом нижний конец резистора R_1 присоединяется к корпусу.

Согласно графику рис. 4.36, выбросу $\delta = 4\%$ соответствует $q \approx \approx 1{,}6$. Учитывая далее, что $q = 1 + SR_{к1}$ из последнего выражения, найдем

$$R_{к1} = \frac{q-1}{S} = \frac{1{,}6-1}{5{,}15 \cdot 10^{-3}} \approx 116 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 110 Ом).

Находим с учетом выбранного номинала $R_{к1}$ новые значения q и R:

$$q = 1 + SR_{к1} = 1 + 5{,}15 \cdot 10^{-3} \cdot 110 \approx 1{,}57,$$

$$R = \frac{K_0(1 + SR_{к1})}{S} = \frac{K_0 q}{S} = \frac{12 \cdot 1{,}57}{5{,}15 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 3{,}7 \text{ кОм}$$

(ближайший номинал 3,9 кОм).

Воспользовавшись графиком рис. 4.36, по q определяем обобщенное время установления $t_у' \approx 1{,}1$ и далее время установления

$$t_у = t_у' CR = 1{,}1 \cdot 13{,}7 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}9 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \approx 0{,}059 \text{ мкс.}$$

Находим емкость в цепи катода

$$C' = qC\frac{R}{R_{к1}} = 1{,}57 \cdot 13{,}7\frac{3{,}9 \cdot 10^3}{110} \approx 760 \text{ пФ.}$$

Учитывая, что параллельно конденсатору C' действуют емкость монтажа ($C_м \approx 3$—4 пФ) и емкость катод — подогреватель ($C_{кп} = 4{,}6$ пФ), выбираем емкость конденсатора C' равной 750 пФ (ближайший номинал емкости). Конденсатор C' присоединяется параллельно резистору $R_{к1}$ или между катодом и корпусом усилителя (имеется в виду, что резистор $R_{к2}$ блокируется конденсатором большой емкости).

Расчет показал, что требования к каскаду выполнены, причем для времени установления получено несколько меньшее значение (0,059 вместо 0,065 мкс). Из этого следует, что при необходимости, увеличив время установления $t_у$ до 0,065 мкс, можно получить выброс меньше 4% или несколько увеличить коэффициент усиления.

Вместе с тем, если учесть, что при $\delta = 0$ (случай $C'R' = CR$) время установления оказалось всего на 12% больше требуемого (0,073 вместо 0,065 мкс), допустимо результаты расчета при указанном соотношении постоянных времени $C'R'$ и CR считать приемлемыми.

Из расчета следует, что при выбросе $\delta = 4\%$ время установления при том же коэффициенте усиления лишь немногим меньше (0,059 вместо 0,073 мкс), чем в случае, когда постоянные времени в цепях анода и катода равны между собой и выброс $\delta = 0$, т. е. добротность схемы, если допустить выброс в переходной характеристике порядка нескольких процентов, возрастает незначительно.

Схема 4.17 * (рис. 4.37)

Каскад с параллельной коррекцией и дополнительной емкостью

Включение корректирующей катушки индуктивности между резистором R и источником питания в сочетании с конденсатором небольшой емкости позволяет несколько повысить добротность схемы параллельной коррекции. Корректирующую катушку индуктивности желательно конструктивно выполнить так, чтобы ее собственная емкость имела необходимую величину. В этом случае не потребуется включение в схему еще одного элемента.

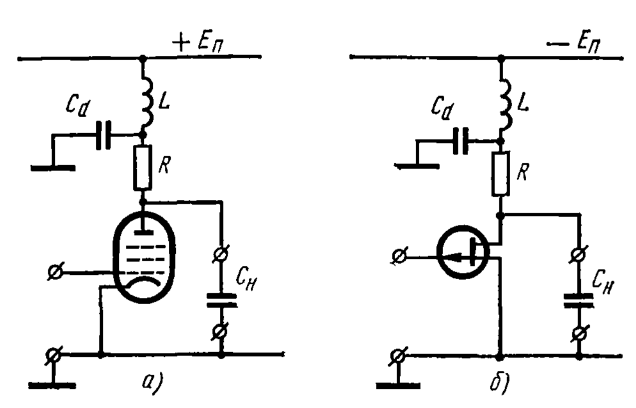


Рис. 4.37. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и дополнительной емкостью (вспомогательные цепи не показаны):

а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Далее приведены имеющие практическую ценность сведения о параметрах схемы для одного частного случая [1].

Коэффициент усиления $K_0 = SR$.

Время установления $t_у = 1{,}24\ CR$.

Выброс $\delta \approx 1\%$.

Индуктивность корректирующей катушки $L = 0{,}35\ CR^2$.

Дополнительная емкость $C_d = 0{,}22\ C$.

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{вых.\,л} + C_н + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{си} + C_{зс} + C_н \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_{вх.\,л} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

---

* См. описание схемы 4.13.

Схема 4.18 * (рис. 4.38)

Каскад с параллельной коррекцией и активной отрицательной обратной связью по току

Схема 4.18 отличается от схемы 4.15 введением в нее корректирующей катушки индуктивности. Это позволяет при одинаковом со схемой 4.15 коэффициенте усиления получить меньшее время нарастания фронта импульса или иначе использовать приращение добротности, связанное с включением корректирующей катушки индуктивности.

Схема 4.18 характеризуется в основном такими же преимуществами и недостатками, какие указаны для схемы 4.15. Добротность схемы 4.18 меньше добротности схемы 4.13.

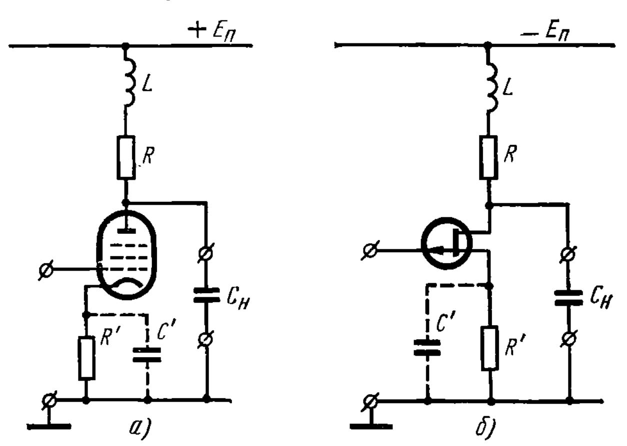


Рис. 4.38. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и активной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны):
а — каскад на лампе; б — каскад на полевом транзисторе

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR}{1+SR'}$.

Время установления $t_у = t_у' CR$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{CR^2}$.

Общая емкость нагрузки

$$C = C_{вых.\,л} + C_н + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{си} + C_{зс} + C_н \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{1+SR'} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{1+SR'} + C_{зс}(1+K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

* См. описания схем 4.13 и 4.15.

Переходные характеристики схемы 4.18 при разных коэффициентах коррекции k описываются теми же выражениями, что и переходные характеристики схемы 4.13. Зависимости t_y' и δ от коэффициента коррекции k (см. рис. 2.8 и 2.9) используются для выбора k по допустимому выбросу и расчета времени установления. Выражения переходных характеристик и приведенные расчетные формулы справедливы для схемы 4.18 лишь в первом приближении при условии выполнения неравенства $C'R' < 0{,}3CR$, где C' — паразитная емкость, действующая между катодом (истоком) и корпусом усилителя.

Схема 4.19 * (рис. 4.39)

Каскад с параллельной коррекцией и комплексной отрицательной обратной связью по току

По сравнению с обычным реостатным каскадом каскад с индуктивной коррекцией (схема 4.13) характеризуется большей добротностью, а каскад с комплексной отрицательной обратной связью по

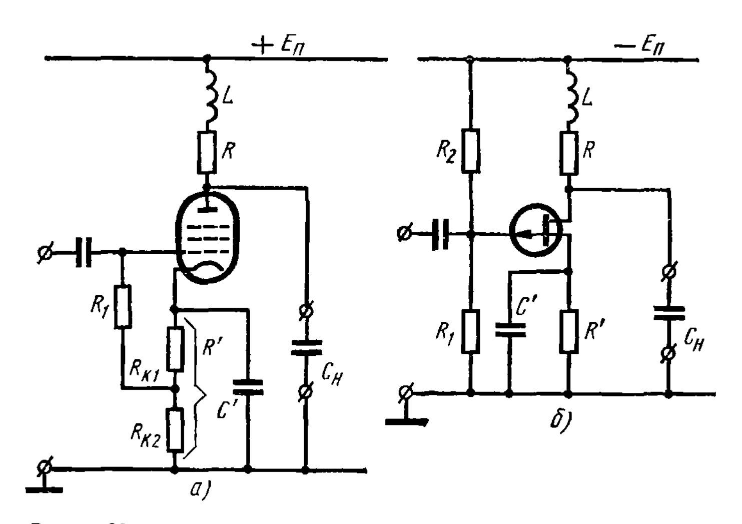


Рис. 4.39. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и комплексной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны):
а — каскад на лампе; б — каскад на полевом транзисторе

току (схема 4.16) — большей стабильностью своих параметров и меньшей входной емкостью. Схема 4.19 объединяет некоторые достоинства указанных схем. Ее добротность имеет промежуточное значение. Она меньше добротности схемы 4.13 и больше добротности схемы 4.16.

* См. описания схем 4.13 и 4.16.

Схема 4.19 позволяет получить более высокий коэффициент усиления, чем тот, который достигается в схеме 4.16 при том же времени установления, или меньшее время установления при одинаковом со схемой 4.16 коэффициенте усиления.

В отличие от схем 4.13 и 4.16 с одним независимым коэффициентом (обобщенным параметром) схема 4.19 располагает двумя независимыми коэффициентами — коэффициентом индуктивной коррекции k, равном $\frac{L}{CR^2}$, и коэффициентом q, определяющим отношение постоянных времени цепи обратной связи (катода или истока) и выходной цепи (анода или стока). Это дает возможность, свободно варьируя указанными коэффициентами (выбирая L и C'), найти оптимальное, при данных требованиях к каскаду, решение (например, при заданном коэффициенте усиления и допустимом выбросе определить коэффициенты k и q, которым соответствует минимальное время установления).

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR}{1+SR'}$.

Время установления $t_у = t_у' CR$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{CR^2}$.

Отношение постоянных времени $q = \frac{C' R'}{CR}$.

Переходная характеристика при $k = 0{,}25$ и $\frac{1+SR'}{q} = 2$

$$h(t') = 1 + \left[SR' t'^2 - (1 - SR')\, t' - 1\right] e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k = 0{,}25$ и $\frac{1+SR'}{q} \gtrless 2$

$$h(t') = 1 - (1 + SR') \frac{\left(\frac{1+SR'}{q}\right)^2 - \left(\frac{1}{q} + 4\right)\frac{1+SR'}{q} + \frac{4}{q}}{\frac{1+SR'}{q}\left(2 - \frac{1+SR'}{q}\right)^2} e^{-\frac{1+SR'}{q}t'} +$$

$$+ (1 + SR')\left[\frac{\frac{1}{q} - 2}{2 - \frac{1+SR'}{q}}\, t' + \frac{\frac{1+SR'}{q}\left(1 - \frac{1}{q}\right) + \frac{3}{q} - 4}{\left(2 - \frac{1+SR'}{q}\right)^2}\right] e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k > 0{,}25$

$$h(t') = 1 - \frac{q\{(1+SR')[k(1+SR') - k - q] + q\}}{(1+SR')[k(1+SR') - q] + q^2} e^{-\frac{1+SR'}{q}t'} +$$

$$+ (1 + SR')\sqrt{\frac{k - q + q^2}{q^2\left(1 - \frac{1}{4k}\right)\left[\left(\frac{1+SR'}{q} - \frac{1}{2q}\right)^2 + \frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{4k}\right)\right]}} \times$$

$$\times e^{-\frac{t'}{2k}} \sin\left(\frac{\sqrt{4k-1}}{2k} t' + \psi\right),$$

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{4k-1}}{1-2q} + \operatorname{arctg}\sqrt{4k-1} - \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{4k-1}}{\frac{2k}{q}(1+SR')-1}.$$

Переходные характеристики $h(t')$ представлены в функции обобщенного времени t', равного t/CR.

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1}{1-\frac{SR_{\text{к2}}}{1+SR'}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Общая емкость нагрузки каскада

$$C = C_{\text{вых. л}} + C_{\text{н}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C = C_{\text{си}} + C_{\text{зс}} + C_{\text{н}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{вх. л}}}{1+SR'} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{зи}}}{1+SR'} + C_{\text{зс}}(1+K_0) \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Как и в схеме 4.13, переходный процесс при $k \leqslant 0,25$ имеет апериодический характер, а при $k > 0,25$ — колебательный. Однако присутствие цепи отрицательной обратной связи обусловливает выброс в переходной характеристике также и при коэффициенте коррекции k, меньшем 0,25.

Наименьшая длительность фронта при заданном выбросе, по данным [3], соответствует коэффициенту коррекции $k = 0,2$. На рис. 4.40 показана зависимость $t_у'(1 + SR')$ и q от выброса δ при коэффициенте коррекции $k = 0,2$ [3].

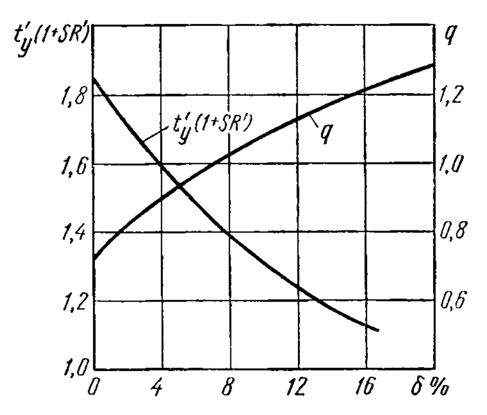


Рис. 4.40. Зависимость $t_у'(1 + SR')$ и q от выброса δ при коэффициенте коррекции $k = 0,2$

При расчете каскада на наименьшее время установления следует, задавшись выбросом δ, по графикам рис. 4.40 найти коэффициент q и произведение $t_у'(1 + SR')$. Далее, исходя из требуемого коэффициента усиления и выбранного режима работы активного элемента,

последовательно определяют R, t_y', t_y, C' и L. Предполагается, что R' определено ранее при выборе режима работы, а также известна общая емкость нагрузки каскада C.

Схема 4.20 * (рис. 4.41)

Каскад с последовательной коррекцией

В схеме 4.20 корректирующая индуктивность L разделяет общую паразитную емкость схемы C на частичные емкости C_1 и C_2, которые представлены соответственно выходной емкостью корректируемого

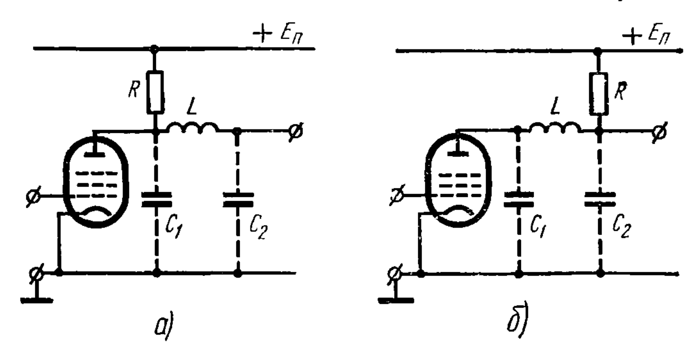


Рис. 4.41. Принципиальная схема каскада с последовательной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны):
а — основная схема; *б* — зеркальная схема

каскада и входной емкостью следующего (с учетом емкости монтажа слева и справа от L).

В схеме с параллельной коррекцией, где C_1 и C_2 не разделены, форма выходного напряжения определяется характером заряда суммарной емкости $C_1 + C_2$. В каскаде с последовательной коррекцией при воздействии импульса имеет место заряд частичной емкости C_1 с последующей передачей напряжения через задерживающую цепь LC_2. Этим объясняются несколько бóльшие возможности схемы с последовательной коррекцией по сравнению со схемой параллельной коррекции. Однако выигрыш в длительности фронта (при той же величине выброса) достигается лишь при благоприятных соотношениях частичных емкостей C_1 и C_2.

Основную схему каскада с последовательной коррекцией (рис. 4.41, *а*) целесообразно использовать в случае, если соотношение частичных емкостей находится примерно в интервале

$$4 < \frac{C_1}{C_2} < 9.$$

Отношение частичных емкостей, при котором эффективно применение зеркальной схемы (рис. 4.41, *б*), находится примерно в границах

* См. описание схемы 4.13

$$\frac{1}{9} < \frac{C_1}{C_2} < \frac{1}{4}.$$

Расчет схемы с последовательной коррекцией связан с параметром x, который определяется выражением:

а) для основной схемы

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

б) для зеркальной схемы

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Заметим, что приведенным неравенствам, определяющим области отношений $\frac{C_1}{C_2}$ для основной и зеркальной схем, соответствует значение параметра x в пределах $0{,}8 < x < 0{,}9$.

Коэффициент усиления $K_0 = SR$.

Время установления $t_у = t_у' CR$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{CR^2}$.

Частичные емкости

$$C_1 = C_{вых.\,л} + C_{м1}, \quad C_2 = C_{вх.\,л} + C_{м2},$$

где $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — монтажные емкости соответственно слева и справа от корректирующей катушки инуктивности L.

Общая емкость $C = C_1 + C_2$.

Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

Относительно лучшие результаты при использовании схемы 4.20 получаются в случае, если коэффициент коррекции k, исходя из метода равных модулей [3], определить по формуле

$$k = \frac{\sqrt{1 - x}}{x}.$$

Далее приводятся выражения переходных характеристик, которые справедливы при условии, что коэффициент коррекции k определяется по указанной формуле.

В зависимости от соотношения частичных емкостей C_1 и C_2 в схеме возможен апериодический или колебательный режим установления.

Переходная характеристика при $8/9 < x < 1$

$$h(t') = 1 + \frac{\alpha e^{-t'}}{(\alpha - 1)^2} - \frac{e^{-\alpha t'}}{(\alpha - 1)(\alpha^2 - 1)} - \frac{\alpha^3 e^{-\frac{t'}{\alpha}}}{(\alpha - 1)(\alpha^2 - 1)},$$

где

$$\alpha = \frac{d - 1}{2} + \sqrt{\frac{(d - 1)^2}{4} - 1}, \quad d = \frac{1}{\sqrt{1 - x}}.$$

Переходная характеристика при $x = 8/9$

$$h(t') = 1 - \left(1 + t' + \frac{t'^2}{2}\right)e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $0 < x < 3/4$ и $3/4 < x < 8/9$

$$h(t') = 1 - Ae^{-t'} + Be^{-at'}\sin(bt' - \varphi),$$

где

$$A = \frac{1}{3-d}, \quad B = \frac{d-2}{d-3}\sqrt{\beta^2 - 1}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{\beta},$$

$$a = \frac{d-1}{2}, \quad b = \sqrt{1 - \frac{(d-1)^2}{4}}, \quad \beta = \frac{2-(d-1)(d-2)}{(d-2)\sqrt{4-(d-1)^2}},$$

$$d = \frac{1}{\sqrt{1-x}}.$$

Переходная характеристика при $x = 3/4$

$$h(t') = 1 - e^{-t'} - \frac{2}{\sqrt{3}}e^{-\frac{t'}{2}}\sin\frac{\sqrt{3}}{2}t'.$$

Переходные характеристики приведены в функции обобщенного времени t', представляемого выражением

$$t' = \frac{t}{CR\sqrt{1-x}}.$$

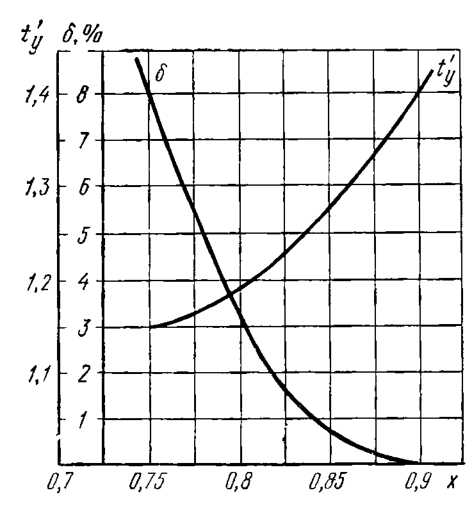


Рис. 4.42. Зависимости выброса δ и обобщенного времени установления t_y' от параметра x

При $x \geqslant 8/9$ переходная характеристика монотонна. При $x < 8/9$ в переходной характеристике присутствует выброс.

На рис. 4.42 даны зависимости t_y' и δ от параметра x. Используя указанные графики, по предварительно найденному значению x определяют t_y' и δ. Далее, по заданному коэффициенту усиления каскада находят сопротивление резистора R и время установления t_y или по заданному времени установления определяют сопротивление резистора R и затем коэффициент усиления K_0.

Схема 4.21 * (рис. 4.43)

Сложная схема коррекции с двумя независимыми парвметрами

По сравнению с параллельной схемой коррекции, имеющей один независимый параметр, сложная схема коррекции имеет большее число независимых параметров. Исследования показывают, что придерживаясь определенных правил, можно для каждого данного соотношения частичных емкостей схемы C_1 и C_2 и допустимом выбросе найти такие значения независимых параметров, при которых время установления будет минимальным.

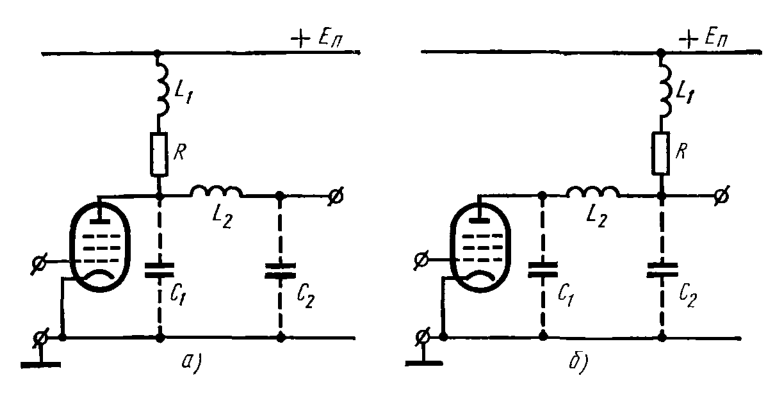


Рис. 4.43. Принципиальная схема каскада со сложной коррекцией с двумя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны):

а — основная схема; *б* — зеркальная схема

Применение сложных схем коррекции ограничено трудностью их регулировки, а также их чувствительностью к изменениям данных схемы, которые могут возникнуть в процессе эксплуатации при смене ламп и по другим причинам. Поэтому сложные схемы коррекции применяются не так часто и обычно в тех случаях, когда использование сложной схемы позволяет ограничиться одним каскадом усиления. Многокаскадные усилители со сложной схемой коррекции в основном применяются в телевизионной технике.

Как правило, применение сложной схемы коррекции выгодно в случаях, когда необходимо получить достаточно малое время установления усилителя (менее 0,1 мкс) при общем значительном усилении.

На рис. 4.43, *а* представлена основная принципиальная схема каскада со сложной коррекцией с двумя независимыми параметрами, а на рис. 4.43, *б* — схема, зеркальная по отношению к ней.

Схема коррекции 4.21 в результате подбора независимых коэффициентов (параметров) k_1 и k_2 позволяет получить заметно меньшее время установления, чем то, которое может быть получено при использо-

* См. описание схемы 4.20.

вании схемы коррекции, располагающей одним независимым параметром (например, при параллельной схеме коррекции).

Коэффициент усиления $K_0 = SR$.

Время установления $t_у = t_у'CR$.

Коэффициенты коррекции (независимые параметры схемы)

$$k_1 = \frac{L_1}{CR^2}, \quad k_2 = \frac{L_2}{CR^2}.$$

Частичные емкости

$$C_1 = C_{вых.\,л} + C_{м1}, \quad C_2 = C_{вх.\,л} + C_{м2},$$

где $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — емкости монтажа соответственно слева и справа от катушки индуктивности L_2.

Общая емкость $C = C_1 + C_2$.

Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

При расчете схемы, так же как и в схеме с последовательной коррекцией (см. схему 4.20), используют параметр x, характеризующий отношение частичных емкостей C_1 и C_2, причем

а) для основной схемы

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

б) для зеркальной схемы

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Исследованиями В. М. Другова [16] для рассматриваемой схемы, а также для схемы 4.22 определены оптимальные параметры.

В табл. 4.2 указаны значения параметров k_1 и k_2, которые при данных x и δ обеспечивают минимальное обобщенное время установления $t_у'$. В таблице приведены два значения x, соответствующие отношениям $C_1/C_2 = 0{,}4$ и $C_1/C_2 = 0{,}5$ для основной схемы и $C_1/C_2 = 2$ и $C_1/C_2 = 2{,}5$ — для зеркальной.

Таблица 4.2

x	δ, %	$t_у'$	k_1	k_2
0,285	1	1,013	0,136	0,420
0,285	2	0,995	0,148	0,440
0,285	3	0,980	0,160	0,455
0,285	4	0,963	0,173	0,474
0,285	5	0,942	0,190	0,494
0,285	6	0,925	0,211	0,464
0,333	1	0,908	0,160	0,422
0,333	2	0,867	0,180	0,422
0,333	3	0,838	0,199	0,427
0,333	4	0,820	0,218	0,436
0,333	5	0,800	0,233	0,428
0,333	6	0,787	0,248	0,414

Представляет интерес совокупность значений параметров $x = 0{,}344$, $k_1 = 0{,}122$ и $k_2 = 0{,}511$, которым соответствует $t_у' = 0{,}93$. При указанных значениях x, k_1 и k_2 имеет место критический выброс, равный 4,3% (см. табл. 4.4).

Расчет схемы ведется в следующем порядке. Вначале определяют частичные емкости и находят параметр x. Если он достаточно близок к указанному в таблице, то по значению x и заданному выбросу из таблицы выписываются величины k_1, k_2 и $t_у'$. Далее, используя приведенные формулы, последовательно определяют сопротивление резистора R (исходя из формулы коэффициента усиления или из формулы времени установления), L_1, L_2 и $t_у$ или K_0.

В ряде случаев может оказаться целесообразным включить в схему конденсатор небольшой емкости в дополнение к C_1 или C_2 для получения необходимого значения параметра x.

Основное достоинство схемы сложной коррекции — высокая добротность.

Недостаток — критичность к изменению значений элементов схемы и трудность регулировки.

Схема 4.22 * (рис. 4.44)

Сложная схема коррекции с тремя независимыми параметрами

Сложная схема коррекции 4.22 имеет три независимых параметра: коэффициенты коррекции k_1 и k_2 и третий параметр m, связанный с вносимым в схему затуханием. Данная схема располагает бо́льшими

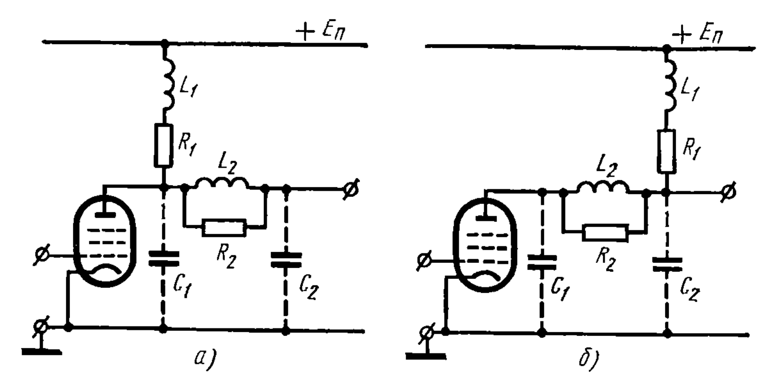


Рис. 4.44. Принципиальная схема каскада со сложной коррекцией с тремя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны):
а — основная схема; *б* — зеркальная схема

возможностями, чем схема 4.21, в отношении подбора оптимальной совокупности параметров при разных частичных емкостях схемы C_1 и C_2.

Коэффициент усиления $K_0 = SR_1$.

Время установления $t_у = t_у'CR_1$.

* См. описание схемы 4.21.

Коэффициенты коррекции (независимые параметры схемы)

$$k_1 = \frac{L_1}{CR_1^2}, \quad k_2 = \frac{L_2}{CR_1^2}, \quad m = \frac{R_1}{R_2}.$$

Частичные емкости

$$C_1 = C_{\text{вых. л}} + C_{\text{м1}}, \quad C_2 = C_{\text{вх. л}} + C_{\text{м2}},$$

где $C_{\text{м1}}$ и $C_{\text{м2}}$ — емкости монтажа соответственно слева и справа от корректирующей катушки индуктивности L_2.

Общая емкость $C = C_1 + C_2$.

Входная емкость $C_{\text{вх}} = C_{\text{вх.л}} + C_{\text{м}}$.

Параметр x для основной схемы

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Параметр x для зеркальной схемы

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

В табл. 4.3 указаны оптимальные параметры k_1, k_2 и m для двух значений x, которым соответствует при данном выбросе δ минимальное обобщенное время установления $t_{\text{у}}'$. Значениям x соответствуют отиошения частичных емкостей:

для основной схемы

$$C_1 / C_2 = 2 \quad \text{и} \quad C_1 / C_2 = 4;$$

для зеркальной схемы

$$C_1 / C_2 = 0{,}25 \quad \text{и} \quad C_1 / C_2 = 0{,}5.$$

Порядок расчета схемы 4.22 совпадает с порядком расчета схемы 4.21.

Таблица 4.3

x	δ, %	$t_{\text{у}}'$	k_1	k_2	m
0,8	1	0,89	0,300	0,600	0,361
0,8	2	0,82	0,334	0,534	0,333
0,8	3	0,78	0,354	0,496	0,298
0,8	4	0,75	0,358	0,467	0,267
0,8	5	0,73	0,359	0,431	0,243
0,8	6	0,70	0,360	0,417	0,218
0,667	1	0,91	0,268	0,536	0,394
0,667	2	0,84	0,307	0,414	0,380
0,667	3	0,78	0,333	0,356	0,361
0,667	4	0,75	0,347	0,334	0,335
0,667	5	0,73	0,361	0,327	0,303
0,667	6	0,71	0,372	0,321	0,269

При расчете многокаскадного усилителя параметры отдельного каскада иногда представляется удобным выбрать так, чтобы при увеличении числа каскадов выброс оставался неизменным, т. е. чтобы каскад характеризовался критическим выбросом. В работе Г. В. Брауде, К. В. Епанешникова и Б. Я. Климушева [15] установлены параметры схемы сложной коррекции для ряда соотношений частичных емкостей, при которых обеспечивается критический выброс (табл. 4.4). В табл. 4.4 через $S_р$ обозначен модуль растяжения.

Таблица 4.4

x	k_1	k_2	m	δ, %	$t'_у$	$S_р$
0,344	0,122	0,511	0,000	4,3	0,93	1,296
0,350	0,122	0,514	0,020	4,1	0,95	1,300
0,400	0,126	0,536	0,152	3,8	1,04	1,337
0,437	0,130	0,554	0,239	3,4	1,07	1,351
0,450	0,132	0,560	0,268	3,3	1,08	1,352
0,500	0,140	0,582	0,362	2,8	1,09	1,360
0,550	0,146	0,610	0,430	2,3	1,10	1,365
0,600	0,148	0,652	0,473	1,9	1,12	1,370
0,650	0,146	0,720	0,500	1,6	1,15	1,373
0,700	0,142	0,836	0,520	1,3	1,18	1,378
0,750	0,132	1,028	0,534	1,1	1,21	1,380

Приведенные в табл. 4.4 значения параметров, соответствующие критическому выбросу, относятся как к основной схеме, так и к зеркальной (различие — в определении величины x для этих схем).

Модуль растяжения $S_р$ показывает, как увеличивается время нарастания фронта импульса при удвоении числа каскадов. Использование этого модуля при расчете времени установления многокаскадного усилителя со сложной схемой коррекции при критическом выбросе дает более точный результат, чем расчет времени установления по формуле квадратичного суммирования. В табл. 4.5 указаны формулы для времени установления усилителя в зависимости от числа каскадов.

Таблица 4.5

n	1	2	4	8
$t_у$	$t'_у CR_1$	$S_р t'_у CR_1$	$S_р^2 t'_у CR_1$	$S_р^3 t'_у CR_1$

Пример 4. 6. Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления на лампе 6Ж9П со сложной схемой коррекции, располагающей тремя независимыми параметрами. Время установления $t_у = 0{,}02$ мкс. Параметры схемы коррекции должны соответствовать критическому значению выброса в переходной характеристике.

Выбираем типовой режим работы лампы 6Ж9П (см. приложение 5): $E_{а0} = 150$ В, $I_{а0} = 14{,}5$ мА, $E_э = 150$ В, $S = 17{,}5$ мА/В, $C_{вх\,л} = 8{,}5$ пФ, $C_{вых.л} = 3{,}35$ пФ.

Задаваясь емкостью монтажа слева и справа от корректирующей катушки индуктивности L_2 $C_{м1} = C_{м2} = 3$ пФ, определяем частичные емкости C_1 и C_2, а также емкость C

$$C_1 = C_{вых.\,л} + C_{м1} = 3{,}35 + 3 = 6{,}35 \text{ пФ},$$

$$C_2 = C_{вх.\,л} + C_{м2} = 8{,}5 + 3 = 11{,}5 \text{ пФ},$$

$$C = C_1 + C_2 = 6{,}35 + 11{,}5 \approx 17{,}9 \text{ пФ}.$$

Определяем параметр x для основной схемы (см. рис. 4.44, *а*)

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C} = \frac{6{,}35}{17{,}9} \approx 0{,}35.$$

В табл. 4.4 приводятся данные схемы сложной коррекции с тремя независимыми параметрами, соответствующие критическому выбросу в переходной характеристике. В этой таблице для $x = 0{,}35$ находим $k_1 = 0{,}122$, $k_2 = 0{,}514$, $m = 0{,}02$, $\delta = 4{,}1\%$, $t_у' = 0{,}95$.

Исходя из формулы времени установления определяем сопротивление резистора в анодной цепи лампы:

$$R_1 = \frac{t_у}{t_у' C} = \frac{0{,}02 \cdot 10^{-6}}{0{,}95 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12}} \cdot 10^{-3} \approx 1{,}2 \text{ кОм}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = SR_1 = 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 = 21.$$

Определяем сопротивление резистора R_2, шунтирующего корректирующую катушку индуктивности L_2:

$$R_2 = R_1 / m = 1{,}2 / 0{,}02 = 60 \text{ кОм}.$$

Находим индуктивности корректирующих катушек:

$$L_1 = k_1 C R_1^2 = 0{,}122 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12} (1{,}2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 3{,}14 \text{ мкГ},$$

$$L_2 = k_2 C R_1^2 = 0{,}514 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12} (1{,}2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 13{,}2 \text{ мкГ}.$$

Полученное решение не единственное. Возможен также второй вариант решения, связанный с использованием зеркальной схемы коррекции (рис. 4.44, *б*).

Для зеркальной схемы имеем

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_2}{C} = \frac{11{,}5}{17{,}9} \approx 0{,}64.$$

Из табл. 4.4 находим близкое к рассчитанной величине значение x ($x = 0{,}65$), которому соответствуют $k_1 = 0{,}146$, $k_2 = 0{,}72$, $m = 0{,}5$, $\delta = 1{,}6\%$, $t_у' = 1{,}15$.

Затем последовательно определяем R_1, K_0, R_2, L_1 и L_2:

$$R_1 = \frac{t_y}{t'_y C} = \frac{0{,}02 \cdot 10^{-6}}{1{,}15 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12}} \cdot 10^{-3} \approx 0{,}97 \text{ кОм}$$

(ближайший номинал 1 кОм),

$$K_0 = SR_1 = 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 17{,}5,$$

$$R_2 = R_1 / m = 1/0{,}5 = 2 \text{ кОм},$$

$$L_1 = k_1 C R_1^2 = 0{,}146 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12} (10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 2{,}6 \text{ мкГ},$$

$$L_2 = k_2 C R_1^2 = 0{,}72 \cdot 17{,}9 \cdot 10^{-12} (10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 12{,}9 \text{ мкГ}.$$

В результате расчета каскада со сложной схемой коррекции получены следующие основные данные. Для основной схемы $K_0 = 21$ и $\delta = 4{,}1\%$. Для зеркальной схемы $K_0 = 17{,}5$ и $\delta = 1{,}6\%$. Время установления при расчете основной и зеркальной схем сложной коррекции являлось исходной величиной ($t_y = 0{,}02$ мкс).

Выбор схемы сложной коррекции (основной или зеркальной) производится в зависимости от требований, предъявляемых к усилителю. Если для отдельного каскада (имеются в виду данные, полученные в настоящем расчете) допустим коэффициент усиления $K_0 \leqslant 17{,}5$, то следует предпочесть зеркальную схему сложной коррекции, которой соответствует меньший выброс в переходной характеристике. Как уже упоминалось (см. § 1.3), при меньшем выбросе следует ожидать, что параметры усилителя будут характеризоваться большей стабильностью при изменении данных элементов схемы.

Схема 4.23 (рис. 4.45)

Катодный (истоковый) повторитель (нагрузка: $C_н$ и $R_н$)

Катодный и истоковый повторители характеризуются такой же добротностью, как и обычный реостатный каскад на этих активных элементах. Учитывая, что коэффициент передачи повторителя меньше единицы, его время установления оказывается существенно меньше времени установления других каскадов усилителя, если общая емкость нагрузки C' одного порядка с паразитной емкостью выходной цепи предварительного каскада. Это позволяет в указанном случае считать, что катодный (истоковый) повторитель в первом приближении не вносит искажения фронта импульса (заметим, что при большом сигнале возможно затягивание заднего фронта импульса, как отмечалось в § 3.2).

Наличие глубокой (100%) отрицательной обратной связи по напряжению в катодном (истоковом) повторителе обусловливает ряд полезных особенностей этого каскада. Незначительное выходное и большое входное сопротивления дают возможность использовать катодный (истоковый) повторитель в качестве согласующего каскада

при малом активном сопротивлении нагрузки (например, при нагрузке на согласованную линию с волновым сопротивлением 40 ÷ ÷ 100 Ом), а также в случае, если емкость нагрузки велика.

Ценным качеством катодного (истокового) повторителя является сочетание малой входной емкости с малым выходным сопротивлением. Это особенно важно для импульсного (а также и для широкополосного) усилителя на полевых транзисторах. Включение в усилитель истоковых повторителей уменьшает влияние большой входной динамической емкости усилительных каскадов и, следовательно, позволяет усиливать более короткие импульсы.

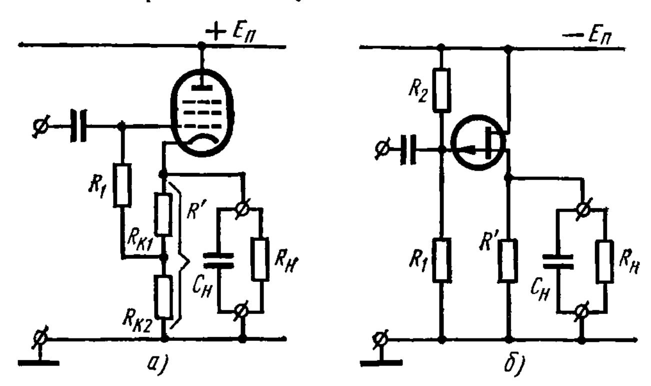


Рис. 4.45. Принципиальная схема повторителя, нагруженного на емкость $C_н$ и сопротивление $R_н$ (вспомогательные цепи не показаны):

а — катодный повторитель; *б* — истоковый повторитель

Коэффициент передачи $K_п = \dfrac{SR_0}{1+SR_0}$.

Время установления $t_у = \dfrac{2{,}2C' R_0}{1+SR_0}$.

Эквивалентное сопротивление $R_0 = \dfrac{R' R_н}{R' + R_н}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_1}{1 - \dfrac{SR_{к2} R_0}{(1+SR_0) R'}} \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Общая емкость нагрузки

$$C' = C_{кп} + C_н + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

где $C_{кп}$ — емкость катод-подогреватель,

$$C' = C_{си} + C_н \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_{вх.\,л}(1 - K_п) + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$
$$C_{вх} = C_{зи}(1 - K_п) + C_{зс} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Схема 4.24* (рис. 4.46)

Катодный (истоковый) повторитель (нагрузка: согласованная линия)

При нагрузке на кабельную линию в качестве оконечного каскада используют обычно катодный (истоковый) повторитель. Работу усилителя на относительно короткий отрезок разомкнутой на конце линии можно приближенно рассматривать как работу на емкостную нагрузку, равную произведению погонной емкости на длину кабеля

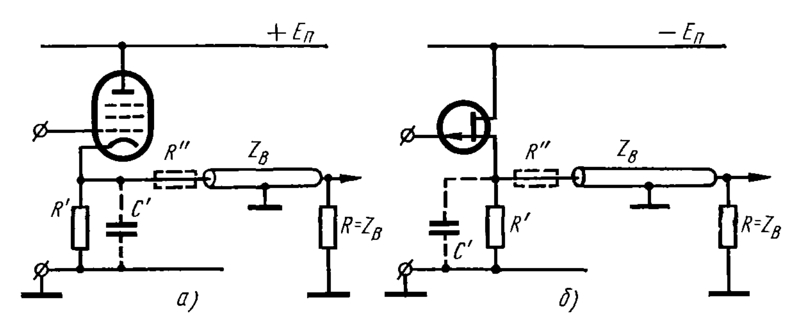


Рис. 4.46. Принципиальная схема повторителя, нагруженного на линию с волновым сопротивлением $Z_в$ (вспомогательные цепи не показаны):

а — катодный повторитель; *б* — истоковый повторитель

(см. § 2.2). При согласовании на конце линии расчетные соотношения для схемы 4.24 такие же, как для схемы 4.23. В этом случае принимается, что сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии, т. е. $R = Z_в$.

Следует отметить, что во всех случаях, когда предполагается присоединение к катодному повторителю согласованной на выходе кабельной линии, необходимо непосредственно в схему каскада параллельно входу линии вводить резистор R'. При его отсутствии, в случае отключения линии, возможен пробой участка катод-подогреватель. При выборе сопротивления резистора $R' \gg Z_в$, его при расчете схемы можно не учитывать.

В ряде случаев может представить интерес согласование линии на обоих ее концах. Согласование линии как на выходе, так и на входе повышает стабильность работы катодного (истокового) повторителя. При нарушении по какой-либо причине согласования на конце линии в ней возникает отраженная от нагрузки волна. Этот эффект дополняется появлением вторичных отражений, если линия не согласована с источником сигнала. Поэтому, если можно ожидать (при

* См. описание схемы 4.23.

эксплуатации усилителя) нарушений согласования на выходе линии, то в этом случае желательно согласовать линию также на ее входе. При этом следует учитывать, что согласование линии и на выходе и на входе связано с некоторым уменьшением коэффициента передачи повторителя.

При согласовании на входе выходное сопротивление повторителя $\left(R_{\text{вых. п}} = \dfrac{R'}{1+SR'}\right)$ должно быть равно волновому сопротивлению линии, т. е. $\dfrac{R'}{1+SR'} = Z_{\text{в}}$. Однако это условие можно выполнить соответствующим выбором R' только при $Z_{\text{в}} < 1/S$. При $Z_{\text{в}} > 1/S$ необходимо предусмотреть включение дополнительного резистора R'' (на рис. 4.46 указан пунктиром). При этом условие согласования запишется в виде $\dfrac{R'}{1+SR'} + R'' = Z_{\text{в}}$.

Указанным двум случаям согласования на входе и выходе линии (при $Z_{\text{в}}$ меньше или больше $1/S$) соответствуют следующие расчетные соотношения.

а. *Волновое сопротивление линии* $Z_{\text{в}} < 1/S$

Коэффициент передачи $K_{\text{п}} = \dfrac{SZ_{\text{в}}}{2}$.

Время установления $t_{\text{у}} = 1{,}1C'Z_{\text{в}}$.

Сопротивление резистора

$$R' = \frac{Z_{\text{в}}}{1 - SZ_{\text{в}}} \quad \text{(из условия согласования на входе линии).}$$

Общая емкость нагрузки

$$C' = C_{\text{кп}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе),}$$

где $C_{\text{кп}}$ — емкость катод-подогреватель,

$$C' = C_{\text{си}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе).}$$

Входная емкость

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{вх. л}}(1 - K_{\text{п}}) + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе),}$$
$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зп}}(1 - K_{\text{п}}) + C_{\text{зс}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе).}$$

б. *Волновое сопротивление линии* $Z_{\text{в}} > 1/S$

Сопротивление резистора R' выбирают, исходя из условия $R' \gg 2Z_{\text{в}}$. Приводимая далее формула времени установления является приближенной и указывает несколько преувеличенное значение $t_{\text{у}}$.

Коэффициент передачи $K_{\text{п}} = \dfrac{S R' Z_{\text{в}}}{R' + R'' + Z_{\text{в}} + S(Z_{\text{в}} + R'')R'}$.

Время установления $t_{\text{у}} \approx 1{,}1\, C'Z_{\text{в}}$.

Сопротивление резистора

$$R'' = Z_{\text{в}} - \frac{R'}{1+SR'} \quad \text{(из условия согласования на входе линии).}$$

Общая емкость нагрузки

$$C' = C_{\text{кп}} + C_{\text{м}} \quad \text{(каскад на лампе),}$$
$$C' = C_{\text{си}} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе).}$$

Входная емкость

$$C_{вх} \approx \frac{C_{вх.\,л}}{2SZ_в} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} \approx \frac{C_{зи}}{2SZ_в} + C_{зс} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Следует отметить принципиальную возможность осуществления согласования только на входе линии. Как можно показать [6; 42], в этом случае на выходе линии не возникает дополнительных за счет влияния линии искажений формы сигнала. Сигнал лишь запаздывает во времени. При согласовании только на входе возрастают коэффициент передачи и время установления фронта импульса. Последнее, однако, обычно не существенно, так как время установления повторителя в большинстве случаев значительно меньше времени установления предварительного каскада усиления. Вместе с тем согласование только на входе линии обусловливает некоторую нестабильность, ввиду зависимости условия согласования от режима работы повторителя (с изменением режима меняется крутизна характеристики выходного тока в рабочей точке).

Схема 4.25 * [рис. 4.47]

Входная цепь

Если на входе усилителя не предусматривается ступенчатая или плавная регулировка усиления и во входную цепь не вводятся элементы коррекции, то в этом случае параметры входной цепи (рис. 4.47, *а*) определяются только данными, характеризующими вы-

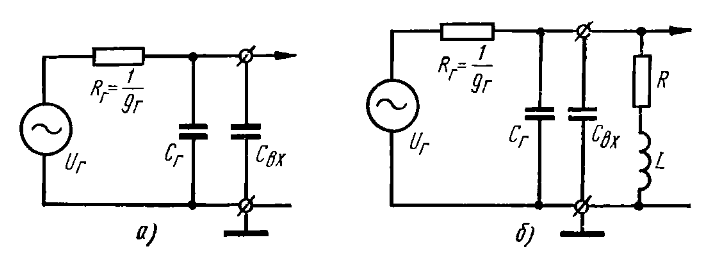


Рис. 4.47. Принципиальная схема входной цепи:
а — некорректированная входная цепь; *б* — входная цепь с индуктивной коррекцией

ходное (внутреннее) сопротивление источника сигнала и входное сопротивление первого каскада усилителя.

Внутреннее комплексное сопротивление источника сигнала обычно представляется активным сопротивлением $R_г$ (или проводимостью $g_г = 1/R_г$) и выходной емкостью $C_г$. Входное активное сопротивление первого каскада на лампе или на полевом транзисторе достаточно велико (исключение составляет случай, когда на входе используется

* См. описание схем 4.15 и 4.16.

каскад с общей сеткой или с общим затвором) и практически не оказывает влияния на параметры входной цепи.

Существенное значение имеет входная емкость $C_{вх}$ первого каскада (как и выходная емкость $C_г$ источника сигнала). Применение в первом каскаде активной или комплексной отрицательной обратной связи по току способствует уменьшению его входной емкости, что улучшает параметры входной цепи.

При относительно большом внутреннем сопротивлении источника сигнала, когда необходимо заметно уменьшить время нарастания фронта импульса во входной цепи, эффективно применение в качестве первого каскада катодного (истокового) повторителя, обладающего малой входной емкостью. Следует отметить, что улучшение параметров входной цепи достигается при этом лишь в случае, если выходная емкость источника сигнала не слишком велика. При большой емкости $C_г$ можно применить индуктивную коррекцию во входной цепи, а также следует оценить целесообразность использования схемы взаимной коррекции (см. § 5.2).

Применение индуктивной коррекции во входной цепи (рис. 4.47, *б*) позволяет при большой общей емкости $C_г + C_{вх}$ (как и при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала) уменьшить время нарастания фронта импульса. При индуктивной коррекции входной цепи, так же как и в схеме 4.14, в зависимости от соотношения величин $R_г$, R, L и $C_г + C_{вх}$ процесс установления может быть апериодическим или колебательным. При расчете входной цепи следует исходить из допустимого выброса в переходной характеристике. Методика расчета входной цепи в основном совпадает с методикой расчета схемы 4.14.

1. *Некорректированная входная цепь*

Коэффициент передачи $K_п = 1$.
Время установления $t_у = 2{,}2\ R_г(C_г + C_{вх})$.

2. *Входная цепь с индуктивной коррекцией*

Коэффициент передачи $K_п = \dfrac{g_г R}{1 + \alpha_а}$.
Коэффициент нагрузки $\alpha_а = R/R_г$.

Время установления $t_у = \dfrac{t'_у R\ (C_г + C_{вх})}{1 + \alpha_а}$.

Коэффициент коррекции $k = \dfrac{L}{(C_г + C_{вх})\ R^2}$.

Коэффициенты $a = \sqrt{k(1 + \alpha_а)}$, $b = \dfrac{1 + k\alpha_а}{\sqrt{k(1 + \alpha_а)}}$.

Выражения переходных характеристик при $b < 2$ и при $b = 2$, а также формулы и графики, позволяющие по коэффициентам a и b определить выброс δ и обобщенное время установления $t_у$, приведены в описании схемы 4.14.

Схема 4.26* (рис. 4.48)

Плавная регулировка усиления на входе усилителя

Максимальный коэффициент передачи входной цепи близок к единице, если сопротивление потенциометра плавной регулировки усиления $R_п$ выбрать из условия $R_п \gg R_г$, где $R_г$ — внутреннее сопротивление источника сигнала. Указанное условие выполнимо, если сопротивление $R_г$ достаточно мало, так как иначе время нарастания фронта импульса во входной цепи может оказаться недопустимо большим.

Время установления входной цепи, как правило, не должно превосходить времени установления предварительного каскада усиления. Если все же время установления велико (например, соизмеримо с допустимой длительностью фронта импульса на выходе усилителя), то в этом случае ценою некоторой потери в коэффициенте передачи сопротивление потенциометра $R_п$ уменьшают до значения, при котором время установления входной цепи примерно равно времени установления предварительного каскада.

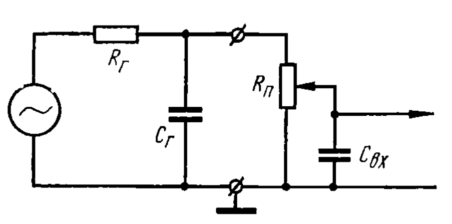


Рис. 4.48. Схема плавной регулировки усиления на входе усилителя

Если источник сигнала соединяется с входом усилителя длинной линией, то для согласования сопротивление потенциометра специально выбирают равным волновому сопротивлению линии.

Отметим, что последовательно с потенциометром регулировки усиления между ним и корпусом нельзя включать корректирующую катушку индуктивности, т. е. применять индуктивную коррекцию во входной цепи вместе с плавной регулировкой усиления в этой же цепи. При регулировке усиления изменяется коэффициент коррекции. С уменьшением усиления этот коэффициент возрастает и в переходной характеристике входной цепи возникает недопустимо большой выброс.

Процесс установления во входной цепи носит монотонный характер. Время установления $t_у$ зависит от положения регулятора усиления. Максимальное время установления не обязательно соответствует максимальному коэффициенту передачи входной цепи, когда движок потенциометра $R_п$ находится в верхнем положении. В зависимости от данных источника сигнала, сопротивления потенциометра и действующих в схеме паразитных емкостей максимальное время установления может соответствовать также и промежуточному положению регулятора. Далее приведены расчетные формулы для случаев, когда $C_г = 0$ и $C_г \neq 0$. Заметим, что выходной емкостью источника сигнала допустимо пренебречь, если $C_г$ с учетом емкости монтажа много меньше общей емкости нагрузки входной цепи.

* См. описание схемы 4.25.

1. *Выходная емкость источника сигнала* $C_г = 0$

Максимальный коэффициент передачи входной цепи

$$K_{п\,max} = \frac{R_п}{R_г + R_п}.$$

Максимальное время установления при $R_п \leqslant R_г$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\,\frac{R_г R_п}{R_г + R_п}\,C_{вх}$$

Максимальное время установления при $R_п \geqslant R_г$

$$t_{у\,max} = 0{,}55\,(R_г + R_п)\,C_{вх},$$

где $C_{вх}$ — входная емкость первого каскада с учетом емкости монтажа и паразитной емкости потенциометра регулировки усиления (последняя зависит от конструкции потенциометра и обычно меньше 10пФ).

2. *Выходная емкость источника сигнала* $C_г \neq 0$

Максимальный коэффициент передачи входной цепи

$$K_{п\,max} = \frac{R_п}{R_г + R_п}.$$

Максимальное время установления при $\frac{R_г}{R_г + R_п}\sqrt{\frac{C_г}{C_{вх}}} \geqslant 0{,}25$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\,\frac{R_г R_п}{R_г + R_п}\,(C_г + C_{вх}).$$

Максимальное время установления при $\frac{R_г}{R_г + R_п}\sqrt{\frac{C_г}{C_{вх}}} \leqslant 0{,}25$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\sqrt{(1-\alpha)^2\,\tau_1^2 + (1-x)^2\,x^2\,\tau_2^2 + 2\tau_1\,\tau_2\,x^2\,\alpha},$$

где

$$x = 0{,}75 - 0{,}25\sqrt{1 - 16\,\frac{\tau_1}{\tau_2}\,\alpha},$$

$$\alpha = \frac{R_г}{R_г + R_п}, \quad \tau_1 = C_г R_г, \quad \tau_2 = C_{вх}(R_г + R_п).$$

Схема 4.27 * (рис. 4.49)

Плавная регулировка усиления в цепи анода (стока)

Сопротивление потенциометра $R_п$ в выходной цепи активного элемента выбирается из тех же соображений, что и сопротивление резистора в той же цепи при отсутствии регулятора. При этом следует учесть, что общая емкость нагрузки каскада будет несколько больше,

* См. описание схемы 4.26.

так как она включает также паразитную емкость $C_п$ потенциометра $R_п$.

Максимальный коэффициент усиления $K_{0\,max} = SR_п$.

Максимальное время установления $t_{у\,max} = 2{,}2R_пC$.

Отметим, что последовательно с $R_п$ между потенциометром и источником питания нельзя включать корректирующую катушку индуктивности, так как это может привести к недопустимо большому выбросу в переходной характеристике (в описании схемы 4.26 приводится аналогичное замечание и дается пояснение по этому вопросу). Не следует применять регулировку усиления включением потенциометра вместо резистора в выходной цепи также в схемах, где используется

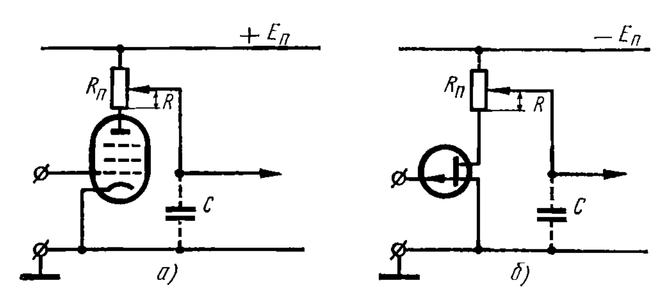


Рис. 4.49. Схема плавной регулировки усиления:
а — в анодной цепи лампы; *б* — в цепи стока полевого транзистора

комплексная отрицательная обратная связь по току. Это связано с тем, что в этих схемах при большом ослаблении сигнала постоянная времени цепи катода (истока) может оказаться заметно больше постоянной времени $(R_п - R)C$, что также приведет к недопустимо большому выбросу в переходной характеристике.

Схема 4.28 * (рис. 4.50)

Плавная регулировка усиления в цепи нагрузки катодного (истокового) повторителя (первый вариант)

Для схемы 4.28 характерны в основном те же особенности, что и для схемы плавной регулировки усиления на входе усилителя (схема 4.26).

Максимальный коэффициент передачи

$$K_{п\,max} = \frac{SR_п}{1 + SR_п}.$$

Максимальное время установления при $\frac{1}{1 + SR_п}\sqrt{C_1/C_2} \geqslant 0{,}25$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\,\frac{(C_1 + C_2)\,R_п}{1 + SR_п}.$$

* См. описание схемы 4.26.

Максимальное время установления при $\frac{1}{1+SR_п}\sqrt{C_1/C_2} \leqslant 0{,}25$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\sqrt{(1-\alpha)^2\tau_1^2 + (1-x)^2 x^2 \tau_2^2 + 2\tau_1\tau_2 x^2 \alpha},$$

где

$$x = 0{,}75 - 0{,}25\sqrt{1 - 16\frac{\tau_1}{\tau_2}\alpha},$$

$$\alpha = \frac{1}{1+SR_п}, \quad \tau_1 = \frac{C_1}{S}, \quad \tau_2 = \frac{C_2}{S}(1+SR_п).$$

Рис. 4.50. Схема плавной регулнровкн усиления (первый вариант):

а — в цепн нагрузки катодного повторителя; *б* — в цепи нагрузки истокового повторигеля

Нагружающие емкости

$C_1 = C_{кп} + C_м$ (каскад на лампе),
$C_1 = C_{си}$ (каскад на полевом транзисторе),
$C_2 = C_{вх} + C_п$,

где $C_{кп}$ — емкость катод — подогреватель; $C_п$ — паразитная емкость потенциометра; $C_{вх}$ — входная емкость следующего каскада.

Недостаток схемы заключается в том, что через потенциометр кроме переменной протекает также и постоянная составляющая выходного тока активного элемента. Отметим, что при выборе потенциометра необходимо учитывать допускаемую потенциометром мощность рассеивания.

Схема 4.29* (рис. 4.51)

Плавная регулировка усиления в цепи нагрузки катодного (истокового) ловторителя (второй вариант)

В схеме 4.29 постоянная составляющая выходного тока через потенциометр регулировки усиления не протекает. Особенности работы схемы 4.29 — те же, что и схемы 4.26.

Максимальный коэффициент передачи $K_{п\,max} = \frac{SR'}{1+SR'}$.

* См. описаиня схем 4.26 н 4.28.

Эквивалентное сопротивление $R' = \frac{RR_п}{R + R_п}$.

Максимальное время установления при

$$\frac{R}{R + R_п(1+SR)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \geqslant 0{,}25$$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\frac{R'(C_1 + C_2)}{1 + SR'}.$$

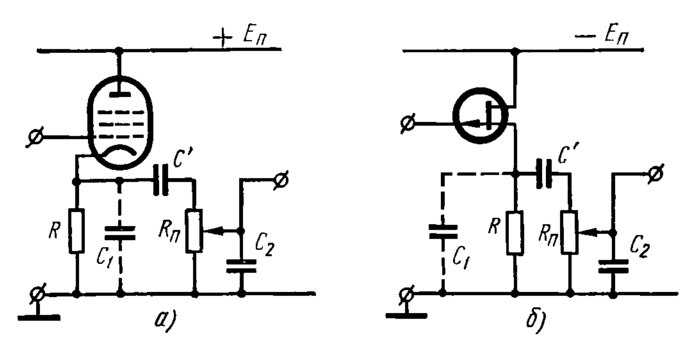


Рис. 4.51. Схема плавной регулировки усиления (второй вариант):

а — в цепи нагрузки катодного повторителя; *б* — в цепи нагрузки истокового повторителя

Максимальное время установления при

$$\frac{R}{R + R_п(1+SR)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \leqslant 0{,}25$$

$$t_{у\,max} = 2{,}2\sqrt{(1-\alpha)^2\tau_1^2 + (1-x)^2x^2\tau_2^2 + 2\tau_1\tau_2x^2\alpha},$$

где

$$x = 0{,}75 - 0{,}25\sqrt{1 - 16\frac{\tau_1}{\tau_2}\alpha},$$

$$\alpha = \frac{R}{R + R_п(1+SR)}, \quad \tau_1 = \frac{C_1R}{1+SR}, \quad \tau_2 = \left(\frac{R}{1+SR} + R_п\right)C_2.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{1 + SR'} + C_м \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{1 + SR'} + C_{зс} \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Нагружающие емкости C_1 и C_2 определяются так же, как и в схеме 4.28. Емкость конденсатора C' выбирают исходя из допустимого значения спада вершины импульса (см. § 4.4).

Схема 4.30* (рис. 4.52)

Плавная регулировка усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току

Изменяя потенциометром глубину отрицательной обратной связи по току, в схеме 4.30 можно получить изменение коэффициента усиления в 3÷6 раз. При этом предполагается, что конденсатор C'' имеет большую емкость.

Сопротивление потенциометра $R_п$ ограничено по своей величине из-за паразитной емкости C'. Наибольшее допустимое значение $R_п$ можно определить из условия равенства постоянных времени в цепях

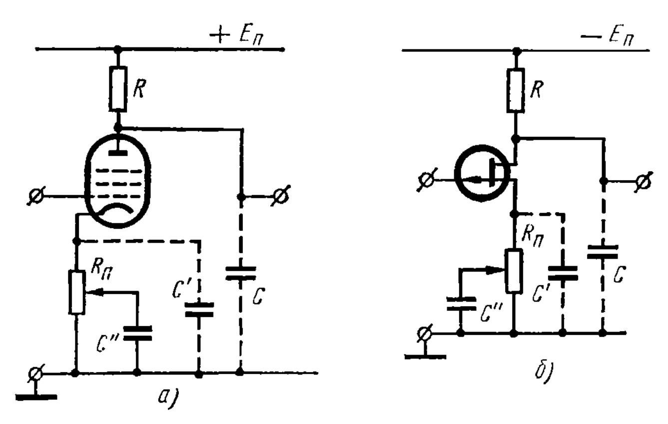


Рис. 4.52. Схема плавной регулировки усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току:

а — в реостатном каскаде на лампе; *б* — в реостатном каскаде на полевом транзисторе

анода (стока) и катода (истока). При $C'R_п > CR$ в переходной характеристике каскада появляется выброс. Если допустим некоторый выброс в переходной характеристике, то при определении $R_п$ следует руководствоваться рекомендациями, данными в описании схемы 4.16.

Итак, условие выбора $R_п$ представляется следующим неравенством:

$$R_п \leqslant R\frac{C}{C'}.$$

Коэффициент регулирования $K_р$, обеспечиваемый схемой, определяется отношением максимального коэффициента усиления к минимальному и для рассматриваемой схемы равен

$$K_p = \frac{K_{0\,max}}{K_{0\,min}} = 1 + SR_п.$$

Для увеличения $K_р$ усилителя можно выполнить регулировку усиления указанным способом в двух каскадах. Для удобства опера-

* См. описание схемы 4.16.

тора потенциометры целесообразно конструктивно спарить, предусмотрев для них общую ось.

При данном способе регулировки при снижении усиления улучшается качество воспроизведения сигнала (уменьшается время установления $t_у$). Одновременно сокращается время установления предшествующего каскада или входной цепи в связи с уменьшением $C_{вх}$.

Максимальный и минимальный коэффициент усиления

$$K_{0\,max} = SR, \quad K_{0\,min} = \frac{SR}{1 + SR_п}.$$

Максимальное и минимальное время установления

$$t_{у\,max} = 2{,}2\,RC,$$

$$t_{у\,min} = \frac{2{,}2\,RC}{1 + SR_п} \text{ (при условии } C'R_п = CR).$$

Максимальная и минимальная входная емкость

$$\left.\begin{aligned} C_{вх\,max} &= C_{вх.\,л} + C_м, \\ C_{вх\,min} &= \frac{C_{вх.\,л}}{1 + SR_п} + C_м, \end{aligned}\right\} \text{ (каскад на лампе),}$$

$$\left.\begin{aligned} C_{вх\,max} &= C_{зи} + C_{зс}(1 + K_{0\,max}), \\ C_{вх\,min} &= \frac{C_{зи}}{1 + SR_п} + C_{зс}(1 + K_{0\,min}), \end{aligned}\right\} \text{ (каскад на полевом транзисторе).}$$

Схема 4.31 (рис. 4.53)

Ступенчатая регупировка усипения (первый варивнт)

Схема представляет ступенчатый компенсированный регулятор усиления. Сопротивления резисторов и емкости конденсаторов регулятора выбираются из условия

$$R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3 = \ldots = R_0C_0.$$

Рис. 4.53. Схема ступенчатой регулировки усиления (первый вариант)

Заметим, что C_1, C_2, ... включают входную емкость первого каскада $C_{вх}$. При выполнении приведенного условия равенства постоянных времени делительных ячеек, а также предполагая, что $C_0 < C_{вх}$, время установления приближенно определяется формулой

$$t_у \approx 2{,}2\,R_гC_0.$$

Приведенная формула справедлива для всех положений делителя, если коэффициент деления $\leqslant 1/3$.

При положении делителя 1 : 1 (первое положение) время установления

$$t_у = 2{,}2\,R_г\,C_{вх}.$$

Емкость конденсатора C_0 желательно выбирать возможно меньшей. Предел уменьшения определяется нестабильностью емкости C_0 (из-за возможного изменения емкости монтажа). Отклонение емкости C_0 от расчетного значения нарушает условие равенства постоянных времени делительных ячеек. Влияние возможных отклонений проявляется тем сильнее, чем меньше емкость конденсатора C_0. Поэтому емкость C_0 следует выбирать не меньше 4—5 пФ.

При расчете регулировки усиления следует учесть паразитную емкость переключателя, имеющую порядок 7—15 пФ (удобно принять, что она является составляющей входной емкости $C_{вх}$). Сопротивления резисторов R_1, R_2, ... рассчитывают, исходя из заданных коэффициентов деления n_i по формулам:

$$R_1 = R_0\frac{n_1}{1-n_1}, \quad R_2 = R_0\frac{n_2}{1-n_2}, \ldots$$

Коэффициенты деления представляют дробь, например, $^1/_3$, $^1/_{10}$, $^1/_{30}$, ..., и выбираются, исходя из диапазона входных напряжений, коэффициента регулирования плавной регулировки усиления (если такая предусматривается), а также с учетом специальных требований, предъявляемых к усилителю.

Приведенные формулы для R_1, R_2, ... справедливы для случая, когда входное сопротивление первого каскада $R_{вх} \gg R_1$, R_2, ... Если сопротивление $R_{вх}$ соизмеримо с сопротивлениями R_1, R_2, ..., то следует пользоваться следующими формулами:

$$R_1 = \frac{R_{вх}R_0\dfrac{n_1}{1-n_1}}{R_{вх} - R_0\dfrac{n_1}{1-n_1}}, \quad R_2 = \frac{R_{вх}R_0\dfrac{n_2}{1-n_2}}{R_{вх} - R_0\dfrac{n_2}{1-n_2}}, \ldots .$$

Конденсатор C' включают для разделения источника сигнала и входного каскада по постоянному току. Емкость конденсатора C' определяют, исходя из допустимого спада вершины импульса.

Схема 4.32 * (рис. 4.54)

Ступенчатая регулировка усиления (второй вариант)

Расчет схемы 4.32 аналогичен расчету схемы 4.31. Схема 4.32 содержит большее число элементов, чем схема 4.31 и отличается тем, что каждый коэффициент деления имеет свои делительные ячейки,

* См. описание схемы 4.31.

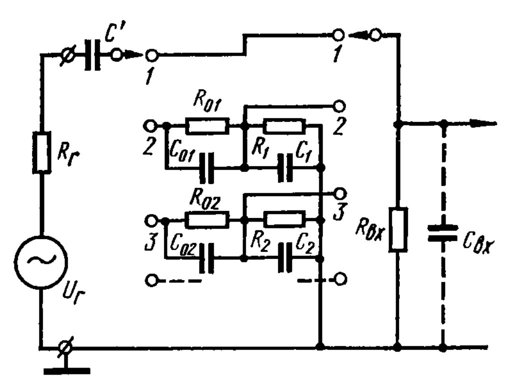


Рис. 4.54. Схема ступенчатой регулировки усиления (второй вариант)

что удобно при наладке схемы, а также позволяет достигнуть большей точности деления. Конденсаторы C_{01}, C_{02}, ... удобнее выполнять полупеременными.

§ 4.4. РАСЧЕТ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ КАСКАДОВ НА ЛАМПАХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Вспомогательные цепи усилителя обеспечивают:

а) определенный режим работы каскадов усилителя;

б) связи усилителя с источником сигнала и нагрузкой, а также между каскадами (цепи связи);

в) уменьшение паразитных связей (фильтрующие цепи).

Следует отметить, что фильтрующие цепи одновременно служат целям коррекции.

Здесь перечислены основные назначения вспомогательных цепей. Цепи такого назначения имеются в каждом усилителе импульсных сигналов.

Вспомогательные цепи как цепи с большой постоянной времени вызывают искажение плоской вершины импульса. Элементы вспомогательных цепей (резисторы и конденсаторы) выбирают так, чтобы каждая цепь отвечала своему назначению и чтобы искажение плоской вершины импульса за счет этой цепи было бы незначительным.

Сопротивления резисторов, входящих во вспомогательные цепи, предполагаются известными из расчета режима работы каскадов. Напомним здесь, что, например, для схемы рис. 4.55, *а*

$$R' = \frac{E_с}{I_{а0} + I_э}, \quad R_э = \frac{E_п - E_э}{I_э},$$

где $E_с$ — напряжение смещения; $I_э$ и $E_э$ — соответственно ток экранирующей сетки и напряжение на ней.

Сопротивление резистора $R_с$ в цепи сетки лампы в большинстве случаев желательно выбрать по возможности большим (как и режимное сопротивление в цепи затвора полевого транзистора). Однако оно

не должно превышать предельно допустимого значения, которое указывается в справочнике для каждого типа лампы [29].

В специальных случаях, когда возможна перегрузка усилителя, сопротивление резистора в цепи сетки лампы или в цепи затвора полевого транзистора выбирают относительно малым. Действительно, при перегрузке, после прихода импульса большой амплитуды, усилитель на определенное время становится нечувствительным к сигналам на его входе. Это связано с тем, что один из переходных конденсаторов зарядился до значительного напряжения, при котором соответствующий активный элемент на время, зависящее от постоянной времени цепи связи, оказывается запертым.

Для схемы рис. 4.55, *б* отношение сопротивлений резисторов в цепи делителя рассчитывается по формуле

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R' I_{c0} - |E_{з0}|}{|E_п| - R' I_{c0} + |E_{з0}|},$$

где $E_{в0}$ и I_{c0} — координаты положения рабочей точки на стоко-затворной характеристике (напряжение смещения на затворе и постоянная составляющая тока стока).

Сопротивление резистора R', влияющее на глубину отрицательной обратной связи по постоянному току, из соображений температурной стабилизации выбирается по возможности большей величины (его максимальное значение зависит от напряжения применяемого источника питания и предельно допустимого напряжения между затвором и стоком). Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются с учетом рассчитанного отношения между ними так, чтобы сопротивление $R_{вх}$ было бы достаточно большим $\left(R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)$ и не возникала бы необходимость для уменьшения искажения вершины импульса использовать в цепи связи конденсатор большой емкости (постоянная времени цепи связи равна $C_c R_{вх}$).

Сопротивление резистора $R_ф$ выбирают обычно таким, чтобы падение напряжения на нем не превышало бы 5÷10% от напряжения источника питания.

В описаниях схем, приводимых в этом разделе, указываются формулы для спада (подъема) плоской вершины импульса. При расчетах удобно, ориентировочно выбрав конденсатор с той или иной номинальной емкостью (см. приложение 7), определить соответствующий спад (подъем) плоской вершины импульса. Отметим, что спад за счет отдельной цепи не должен превышать, как правило, 1÷2%.

Примеры расчета вспомогательных цепей усилителя приводятся в § 5.4.

Схема 4.33 (рис. 4.55)

К расчету вспомогательных цепей реостатного каскада

Как уже упоминалось, при расчете вспомогательных цепей, характеризующихся большой постоянной времени, элементы высокочастотной коррекции (корректирующая катушка индуктивности, кон-

денсатор малой емкости, используемый при комплексной отрицательной обратной связи по току в цепи катода или истока и др.) в данной и последующих схемах опущены как практически не влияющие на воспроизведение вершины импульса.

На схеме рис. 4.55 $R_{вх}$ представляет входное сопротивление следующего каскада, зависящее от его схемы и данных цепи управляющего электрода активного элемента. Если данный каскад оконечный, то вместо $R_{вх}$ следует рассматривать сопротивление $R_н$ нагрузки усилителя.

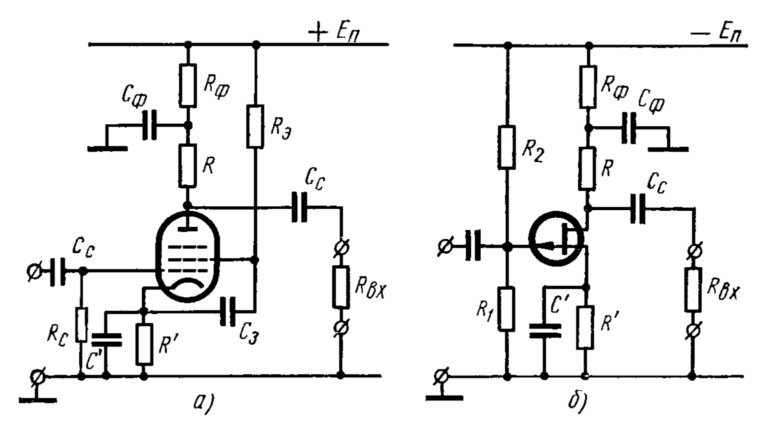


Рис. 4.55. Принципиальная схема реостатного каскада (к расчету вспомогательных цепей):
а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Спад плоской вершины импульса, возникающий из-за влияния цепей катода (истока) $C'R'$, связи $C_сR_{вх}$ и экранирующей сетки $C_эR_э$ при длительности импульса $t_и$ соответственно равен

$$\Delta' = \frac{St_и}{C'} \quad (\text{при} \quad R' \gg t_и / 2C'),$$

$$\Delta_с = \frac{t_и}{C_с R_{вх}},$$

$$\Delta_э = \frac{t_и}{C_э R_{iэ}} \quad (\text{при} \quad R_э \gg t_и / 2C_э).$$

В формулу спада вершины импульса по цепи экранирующей сетки для рассматриваемой схемы и схем, приводимых далее, входит $R_{iэ}$ — внутреннее сопротивление участка лампы катод — экранирующая сетка, зависящее от типа лампы и режима ее работы. Значения $R_{iэ}$ для некоторых типов ламп при их использовании в типовом режиме указаны в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Тип лампы	6Ж1П	6Ж2П	6Ж3П	6Ж5П	6Ж9П	6Ж11П	6К4П	6П1П	6П14П	6П15П	6П18П	6П9	6П3С
$R_{iэ}$, кОм	15,0	6,0	31,5	12,5	14,5	5,0	12,5	3,0	13,6	9,5	7,5	11,5	21,2

Подъем плоской вершины импульса за счет ячейки фильтра $C_ф R_ф$ определяется выражением

$$\Delta_ф = \frac{t_и}{C_ф R} \quad \left(\text{при } R_ф \gg \frac{t_и}{2C_ф}\right).$$

Результирующее искажение вершины импульса

$$\Delta = \Delta' + \Delta_c + \Delta_э - \Delta_ф \quad \text{(каскад на лампе)},$$

$$\Delta = \Delta' + \Delta_c - \Delta_ф \quad \text{(каскад на полевом транзисторе)}.$$

Следует отметить, что вместо резистора R недопустимо включить потенциометр для регулировки усиления, так как в этом случае искажение плоской вершины импульса будет зависеть от положения движка потенциометра. При уменьшении усиления плоская вершина импульса будет испытывать подъем тем больший, чем большее ослабление коэффициента усиления будет допущено. Указанное справедливо также для схемы 4.34.

Схема 4.34 * (рис. 4.56)

К расчету вспомогательных цепей каскада с отрицательной обратной связью по току

В схеме 4.34 резистор цепи отрицательной обратной связи по переменному току R' либо шунтируется конденсатором малой емкости (при комплексной обратной связи), либо не шунтируется (при активной обратной связи).

В каскаде на лампе (рис. 4.56, *а*) ячейка $C'R''$ (C' — конденсатор большой емкости) используется совместно с резистором R' для получения необходимого смещающего напряжения на сетке лампы в тех случаях, когда падение напряжения только на резисторе R' оказывается недостаточным. Аналогичное справедливо также и для каскада на полевом транзисторе (рис. 4.56, *б*) с тем отличием, что здесь смещающее напряжение на затворе определяется разностью напряжений, действующих между затвором и истоком на резисторах R_1 и $R' + R''$. Кроме того, общее сопротивление $R' + R''$ в цепи истока для большей эффективности температурной стабилизации положения рабочей точки полевого транзистора желательно иметь как можно бóльшим.

* См. описание схемы 4.33.

Искажение плоской вершины импульса, возникающее за счет действия отдельных цепей рассматриваемой схемы, рассчитывают по формулам:

$$\Delta' = \frac{St_{н}}{C'} \quad \left(\text{при} \quad R'' \gg \frac{t_{н}}{2\,C'}\right),$$

$$\Delta_{э} = \frac{t_{и}}{C_{э}\,R_{iэ}\,(1 + SR')} \quad \left(\text{при} \quad R_{э} \gg \frac{t_{н}}{2C_{э}}\right),$$

$$\Delta_{c} = \frac{t_{н}}{C_{c}\,R_{вх}},$$

$$\Delta_{ф} = \frac{t_{и}}{C_{ф}\,R} \quad \left(\text{при} \quad R_{ф} \gg \frac{t_{н}}{2C_{ф}}\right).$$

Рис. 4.56. Принципиальная схема каскада с отрицательной обратной связью по току (к расчету вспомогательных цепей):
а — каскад на лампе; *б* — каскад на полевом транзисторе

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta' + \Delta_{c} + \Delta_{э} - \Delta_{ф} \quad (\text{каскад на лампе}),$$

$$\Delta = \Delta' + \Delta_{c} - \Delta_{ф} \quad (\text{каскад на полевом транзисторе}).$$

Все приведенные формулы для расчета искажения плоской вершины импульса справедливы также в случае, когда ячейка $C'R''$ в цепи катода (истока) отсутствует. При этом $\Delta' = 0$.

Схема 4.35 (рис. 4.57)

К расчету вспомогательных цепей катодного повторителя на триоде и истокового повторителя

Схема 4.35 дает подъем вершины импульса за счет ячейки $C'R''$ и спад вершины импульса за счет ячейки связи $C_c R_{вх}$:

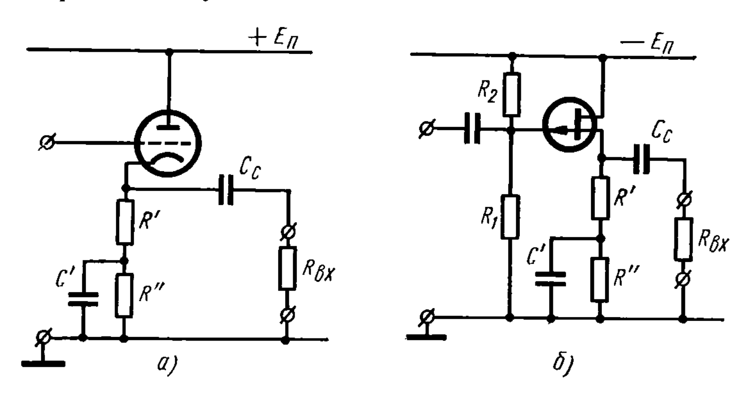


Рис. 4.57. Принципиальная схема повторителя (к расчету вспомогательных цепей):

а — катодный повторитель на триоде; *б* — истоковый повторитель

$$\Delta' = \frac{t_и}{C' R' (1 + SR')} \quad \left(\text{при} \quad R'' \gg \frac{t_и}{2C'}\right),$$

$$\Delta_c = \frac{t_и}{C_c R_{вх}}.$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c - \Delta'.$$

Схема 4.36 * (рис. 4.58)

К расчету вспомогательных цепей катодного повторителя на пентоде

В схеме 4.36 искажение плоской вершины импульса обусловливают цепи экранирующей сетки и катода.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи экранирующей сетки

$$\Delta_э = \frac{t_и}{C_э R_{iэ} (1 + SR')} \quad \left(\text{при} \quad R_э \gg \frac{t_и}{2C_э}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи катода

$$\Delta' = \frac{t_и}{C' R' (1 + SR')} \quad \left(\text{при} \quad R'' \gg \frac{t_и}{2C'}\right).$$

---

* См. описание схемы 4.33.

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_э - \Delta'.$$

В зависимости от соотношения $\Delta_э$ и Δ' в схеме возможен как подъем, так и спад плоской вершины импульса.

Важно отметить, что по переменному току резистор $R_э$ цепи экранирующей сетки действует параллельно резистору R' $\left(R_{\sim} = \frac{R'R_э}{R' + R_э}\right)$. Если $R_э$ соизмеримо с R' или меньше R', то это следует учесть при расчете коэффициента усиления и времени установления катодного повторителя (см. § 4.3).

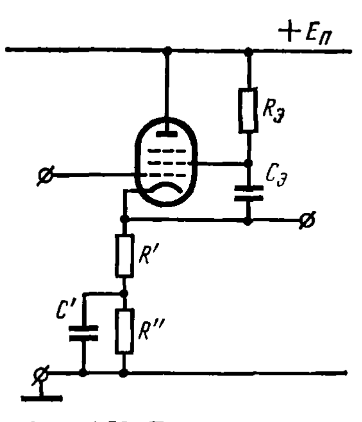


Рис. 4.58. Принципиальная схема катодного повторителя на пентоде (к расчету вспомогательных цепей)

Схема 4.37 (рис. 4.59)

К расчету цепи связи катодного (истокового) повторителя при регуляторе усиления в цепи катода (истока)

В схеме 4.37 спад плоской вершины импульса не зависит от положения движка потенциометра и определяется выражением

$$\Delta \approx \frac{t_и}{C\left(\frac{1}{S} + R_п\right)}.$$

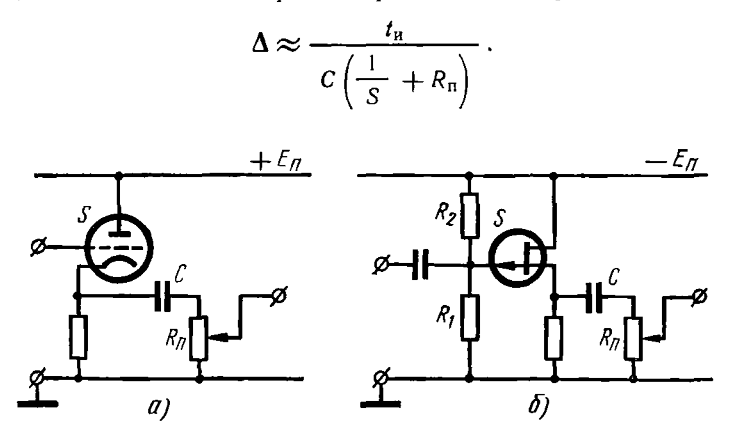


Рис. 4.59. Принципиальная схема повторителя с регулятором усиления (к расчету вспомогательных цепей):
а — катодный повторитель с регулятором усиления в цепи катода; *б* — истоковый повторитель с регулятором усиления в цепи истока

Конденсатор C можно выбрать значительной емкости при малых размерах, так как он находится под сравнительно небольшим напряжением. Это следует иметь в виду в связи с тем, что сопротивление

потенциометра $R_п$ нельзя выбрать большим, если учесть, что при увеличении сопротивления $R_п$ возрастает время установления (см. § 4.3, схема 4.29).

Схема 4.38 (рис. 4.60)

К расчету развязывающих ячеек в анодных (стоковых) цепях каскадов усипителя

Ячейка $C_ФR_Ф$ в цепи анодного (стокового) питания каскада обусловливает некоторый подъем вершины импульса, т. е. выполняет корректирующую функцию, и одновременно способствует повышению устойчивости работы усилителя.

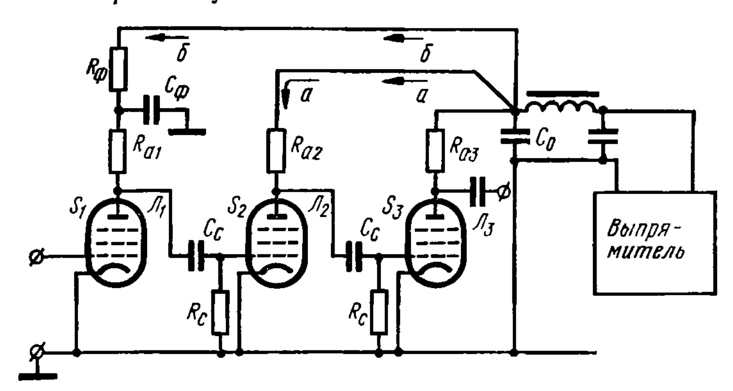


Рис. 4.60. Прииципиальная схема трехкаскадиого усилителя (к расчету развязывающих ячеек)

Далее указывается методика расчета ячеек $C_ФR_Ф$, учитывающая влияние обратной связи через общий источник питания на устойчивость усилителя и его переходную характеристику для случая, когда в качестве источника питания используется выпрямитель с П- или Г-образным фильтром на выходе [42].

Расчет ячеек $C_ФR_Ф$ в схемах усилителей ламповых и на полевых транзисторах идентичен. Поэтому вопросы расчета рассматриваются лишь для схемы на лампах, имея в виду, что все рекомендации по расчету и расчетные формулы относятся и к усилителю на полевых транзисторах.

Выходное сопротивление выпрямителя для переменного тока можно приближенно считать имеющим чисто емкостной характер. Оно определяется сопротивлением выходного конденсатора фильтра выпрямителя. На этом конденсаторе при прохождении через него переменных составляющих анодного тока всех ламп усилителя возникает падение напряжения. Напряжение на конденсаторе и его фаза определяются главным образом переменной составляющей тока выходной лампы, которая обычно значительно превышает переменные составляющие тока ламп предварительных каскадов.

Из схемы рис. 4.60 видно, что переменное напряжение, образующееся на конденсаторе C_0, передается на сетки ламп второго и третьего каскадов через элементы анодной цепи предшествующего каскада. Применительно, например, к лампе $Л_2$ резистор $R_{а1}$, внутреннее сопротивление первой лампы R_{i1} и элементы цепи связи $C_с$ и $R_с$ образуют делитель. Часть паразитного напряжения с резистора $R_с$ подается на сетку лампы $Л_2$.

В схеме рис. 4.60 имеются две цепи обратной связи. Одна охватывает выходной каскад (стрелки *а*) — это цепь отрицательной обратной связи, а вторая — второй и третий каскады (стрелки *б*) — это цепь положительной обратной связи.

Достаточно глубокая положительная обратная связь может вызвать возбуждение усилителя. Однако если возбуждение и не возникает, обратная связь любого знака, если она велика, может оказать сильное влияние на характеристики усилителя.

Частотная характеристика при положительной обратной связи в силу характерных для рассматриваемой схемы фазовых соотношений претерпевает подъем в области низких частот. При отрицательной обратной связи спад частотной характеристики в области низких частот увеличивается. Изменение формы частотиой характеристики происходит именно в области низких частот, так как напряжение обратной связи, образующееся на конденсаторе C_0, на этих частотах больше ввиду емкостного характера внутреннего сопротивления источника питания.

При усилении импульсов обратная связь оказывает влияние на характер воспроизведения вершины импульса и может вызвать подъем плоской вершины (при положительной обратной связи) или ее спад (при отрицательной обратной связи). Уменьшить влияние обратной связи можно с помощью фильтров, включаемых в цепь обратной связи для увеличения затухания этой цепи.

Оценка влияния паразитной обратной связи через общий источник питания содержит:

— проверку устойчивости усилителя, для чего следует воспользоваться условием устойчивой работы усилителя;

— определение соответственно подъема или спада плоской вершины импульса.

Приводимые далее формулы для подъема (спада) справедливы лишь при выполнении условия устойчивой работы усилителя.

Двухкаскадный реостатный усилитель всегда устойчив. Здесь имеет место отрицательная обратная связь, охватывающая один выходной каскад.

В трехкаскадном усилителе (см. рис. 4.60) паразитная обратная связь с выхода усилителя иа сетку лампы $Л_2$ может привести к возбуждению усилителя. Если в анодной цепи первой лампы отсутствует фильтр, то условием устойчивой работы усилителя будет выполнение неравенства

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c},$$

где $K_{023} = K_{02}K_{03} = S_2R_{a2}S_3R_{a3}$ — произведение коэффициентов усиления второго и третьего каскадов; τ_c и τ_0 — постоянные времени, соответственно равные C_cR_c и C_0R_{a3}.

Если оконечный каскад — катодный повторитель, то K_{03} представляет коэффициент передачи катодного повторителя, а постоянная времени τ_0 определяется по приближенной формуле

$$\tau_0 \approx C_0 \frac{R_к R_{a2} K_{03}}{R_{a2}K_{03} - R_к},$$

где $R_к$ — сопротивление нагрузки катодного повторителя.

При наличии одной ячейки фильтра (см. рис. 4.60) условие устойчивой работы трехкаскадного усилителя представится в виде

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c} \cdot \frac{1+\eta}{1+\dfrac{\eta}{1+\eta}},$$

где

$$\eta = \frac{\tau_ф}{\tau_c}, \quad \tau_ф = C_ф R_ф.$$

Если в анодную цепь первой лампы вместо одной включить две развязывающие ячейки, то условие устойчивой работы можно записать так (постоянные времени $\tau_{ф1}$ и $\tau_{ф2}$ предполагаются одинаковыми)

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c}(1+\eta)(1-\eta\varkappa^2),$$

где

$$\varkappa = \frac{1+\eta^2+4\eta-\sqrt{(1+\eta^2+4\eta)^2-4\eta^2}}{2\eta^2},$$

$$\eta = \frac{\tau_{ф1}}{\tau_c} = \frac{\tau_{ф2}}{\tau_c}.$$

При $\eta > 3$ вместо приведенного точного условия можно пользоваться следующим приближенным условием:

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c} \cdot \frac{1+\eta}{1+\dfrac{1}{3+\eta}}.$$

Следует отметить, что приведенные формулы справедливы также и для случаев, когда одна или две развязывающие ячейки включены в анодную цепь $Л_3$, а также, когда в анодных цепях $Л_1$ и $Л_3$ содержится по одной развязывающей ячейке.

Добавление второй фильтрующей ячейки увеличивает предельный коэффициент усиления не более, чем вдвое. Сравнительно малое влияние на повышение устойчивости, оказываемое добавлением второй ячейки, обусловливается тем, что с включением второй ячейки понижается частота, на которой возможно возбуждение, а коэффициент

фильтрации каждой ячейки (отношение напряжения на выходе к напряжению на входе ячейки), как известно, зависит от частоты ($K_ф \approx \omega C_ф R_ф$) и будет тем меньше, чем меньше частота.

Отметим, что развязывающий фильтр может нести и корректирующую функцию, при соответствующем выборе значений элементов фильтра. Если для корректирующего фильтра емкость конденсатора $C_ф$ определяется требованием получить данный подъем вершины импульса, а сопротивление резистора $R_ф$ должно удовлетворять условию

$$R_ф \gg \frac{t_и}{2C_ф},$$

где $t_и$—длительность импульса, то для развязывающего фильтра как $C_ф$, так и $R_ф$ желательно иметь возможно бо́льшими.

Если емкость конденсатора $C_ф$ в развязывающем фильтре выбрана достаточно большой, так что $C_ф R_а \gg C_с R_с$, то прямое влияние этого фильтра (без учета влияния по цепи обратной связи) на частотную характеристику и воспроизведение плоской вершины импульса мало и его можно не учитывать. Сопротивление резистора фильтра $R_ф$ желательно выбирать наибольшим, так как это повышает устойчивость. Наибольшее допустимое сопротивление резистора $R_ф$ можно определить по характеристикам лампы, исходя из предельно допустимого наклона нагрузочной прямой для постоянного тока.

В трехкаскадном усилителе корректирующий фильтр целесообразно включить в анодную цепь первой или выходной лампы или в обе эти цепи. Корректирующие ячейки, включенные в указанные цепи, выполняют не только функцию коррекции, но дают и некоторое повышение устойчивости усилителя.

В случае четырехкаскадного усилителя необходимо проверить устойчивость работы его последних трех каскадов, применив для этого формулы, приведенные для трехкаскадного усилителя. Если последние три каскада усилителя устойчивы, то и усилитель в целом будет устойчив.

В многокаскадном усилителе напряжение паразитной обратной связи через общий источник питания вводится в цепи сеток ламп всех каскадов, за исключением первого. Таким образом, в усилителе имеется несколько цепей обратной связи. Обратная связь, охватывающая нечетное число каскадов (ведя счет от выходного каскада и соответственно считая его нечетным), является отрицательной обратной связью. Она обусловливает дополнительный спад плоской вершины импульса. Обратная связь, охватывающая четное число каскадов, является положительной и вызывает подъем плоской вершины.

Однако при оценке влияния цепей обратной связи на степень искажения плоской вершины импульса обычно достаточно ограничиться учетом влияния той цепи, которая охватывает наибольшее число каскадов усилителя. Для этого случая можно записать следующую приближенную формулу для результирующего спада (подъема) вершины импульса:

$$\Delta_р \approx \Delta + (-1)^n \frac{K_0}{K_{01}} \beta (t_и).$$

Здесь K_0 — общий коэффициент усиления усилителя; K_{01} — коэффициент усиления первого каскада; Δ — спад вершины импульса усилителя без учета влияния цепи обратной связи через источник питания; n — число каскадов усилителя; $\beta(t_и)$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Получение отрицательного значения для $\Delta_р$ означает, что плоская вершииа импульса на выходе усилителя имеет подъем.

Коэффициент передачи цепи обратной связи $\beta(t_и)$ зависит от числа развязывающих ячеек в этой цепи.

Если цепь обратной связи не содержит развязывающей ячейки, то

$$\beta(t_и) = t_и/\tau_0,$$

где $\tau_0 = C_0 R_{an}$; R_{an} — сопротивление нагрузки оконечного каскада.

При одной развязывающей ячейке в цепи обратной связи

$$\beta(t_и) = \frac{t_и^2}{2\tau_0\tau_ф},$$

где $\tau_ф = C_ф R_ф$.

При двух развязывающих ячейках в цепи обратной связи (постоянные времени ячеек предполагаются одинаковыми)

$$\beta(t_и) = \frac{t_и^3}{6\tau_0\tau_ф^2}.$$

Следует иметь в виду, что определение искажения плоской вершины импульса с учетом влияния цепи паразитной обратной связи через общий источник питания можно считать выполненными правильно лишь в том случае, если

$$\frac{K_0}{K_{01}}\beta(t_и) \leqslant 0,1.$$

Рекомендуется следующий порядок расчета спада (подъема) плоской вершины импульса на выходе усилителя.

1. На основании расчета усилителя и принятого из соображений устойчивости числа фильтрующих ячеек определяют постоянные времени τ_0 и $\tau_ф$.

2. Рассчитывают коэффициент обратной связи $\beta(t_и)$.

3. Определяют $\Delta_р$ — результирующий спад (подъем) вершины импульса.

Литература: [1, 3, 12, 13, 21, 24, 32, 33].

Глава 5

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СЕКЦИЙ. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилительные секции обычно содержат два каскада или входную цепь с одним или двумя каскадами.

В зависимости от предъявляемых к усилителю требований последний может состоять из одной или из нескольких усилительных секций или, в общем случае, представлять комбинацию из усилительных секций и отдельных каскадов. Целенаправленное объединение каскадов позволяет получить усилительные секции с высокими качественными показателями.

В § 5.1 и 5.2 приводится методика расчета основных параметров ряда схем усилительных секций: а) с цепями отрицательной обратной связи, б) с каскадами, в которых активные элементы включены разными способами, в) с взаимной коррекцией.

Введение отрицательной обратной связи позволяет повысить стабильность работы усилителя и получить бóльшую линейность усиления. Однако при охвате достаточно глубокой обратной связью более двух-трех каскадов при случайном изменении параметров элементов схемы возможно существенное искажение формы сигнала, а в некоторых случаях и самовозбуждение. В связи с этим далее рассматриваются усилительные секции, в которых отрицательной обратной связью охвачено не более двух каскадов.

Применение усилительных секций, представляющих комбинацию каскадов, отличающихся разным способом включения активного элемента, позволяет, в частности, уменьшить влияние динамической емкости (при этом возникает возможность усиления более коротких импульсов), а также ослабить влияние выходной цепи на входную цепь.

Особенности различных конкретных схем усилительных секций указываются в их описаниях. Так же как и в гл. 4, имея в виду определение только основных параметров усилительных секций (K_0, $t_у$ и δ), в принципиальных схемах, которые приводятся в описаниях, сохранены лишь цепи, имеющие малую постоянную времени и опущены вспомогательные цепи с большой постоянной времени.

Указываемые в описаниях расчетные соотношения справедливы в предположении, что активные элементы, используемые в каскадах секции, имеют одинаковые параметры в рабочей точке. Расчетные формулы приводятся для двух видов нагрузки секции: а) при нагрузке на такую же усилительную секцию, б) при нагрузке на емкость $C_н$ и сопротивление $R_н$. В частности, $C_н$ и $R_н$ могут представлять соответственно $C_{вх}$ и $R_{вх}$ следующей усилительной секции или следующего каскада.

В § 5.3 дана методика расчета основных параметров усилительного блока, содержащего несколько (до четырех) однотипных каскадов или усилительных секций.

В § 5.4 приведены примеры расчета импульсных усилителей.

§ 5.1. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СЕКЦИЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Схема 5.1 (рис. 5.1)

Усилительная секция с параллельной активной отрицательной обратной связью по напряжению

В схеме 5.1 отрицательной обратной связью по напряжению охватывается второй каскад. При параллельной обратной связи ее глубина зависит от выходного сопротивления предшествующего каскада, поэтому расчет основных параметров выполняется для схемы в целом.

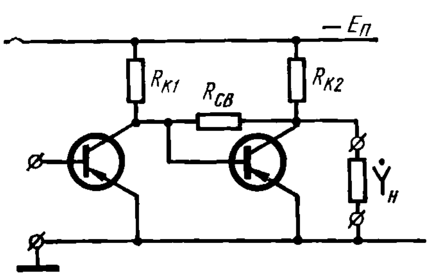


Рис. 5.1. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной активной отрицательной обратиой связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны)

Наряду с усилением сигнала в схеме имеет место также и прямое его прохождение на выход секции через резистор $R_{св}$ цепи обратной связи. Приводимые расчетные соотношения для параметров усилительной секции выведены в предположении, что $g_{21} \gg \frac{1}{R_{св}}$.

Последнее неравенство в большинстве случаев выполняется. При этом на данные выходного сигнала прямое прохождение оказывает лишь слабое влияние, которым допустимо пренебречь.

Следует отметить, что резистор $R_{св}$ можно использовать в качестве элемента схемы температурной стабилизации режима работы второго каскада секции. При этом не возникает необходимость введения разделительного конденсатора последовательно с $R_{св}$.

В схеме 5.1 возможен как колебательный процесс установления (при $b < 2$), так и апериодический (при $b \geqslant 2$), причем последний является монотонным.

Приводимые далее выражения переходных характеристик, формулы времени установления $t_у$ (при $b \geqslant 2$) и выброса δ (при $b < 2$), а также графики зависимости $t_у'$ и δ от коэффициента b (при $b \leqslant 2$) справедливы также и для ряда других схем (в описаниях этих схем дается соответствующая ссылка).

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{g_{21}^2 R_{01} R_{02}}{\gamma}$.

Время установления $t_у = t_у' \tau_э'' \tau$.

Глубина отрицательной обратной связи

$$\gamma = 1 + g_{21} R_{02} \frac{R_{01}}{R_{св}}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'}\left(\frac{\alpha}{\beta}\sin\beta t' + \cos\beta t'\right),$$

где

$$\alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2}.$$

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h(t') = 1 - e^{-t'}(1 + t').$$

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h(t') = 1 - \frac{\alpha + \beta}{2\beta} e^{-(\alpha - \beta)t'} + \frac{\alpha - \beta}{2\beta} e^{-(\alpha + \beta)t'},$$

где

$$\alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{b^2 - 4}}{2}.$$

Выброс

$$\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4 - b^2}}}.$$

Обобщенное время

$$t' = \frac{t}{\tau_э''' \tau}.$$

Коэффициент

$$b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Время установления (при $b \geqslant 2$ и монотонном переходном процессе)

$$t_у = 2{,}2\tau_э''' \tau \sqrt{b^2 - 2}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau} + \gamma - 1\right),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{\tau_2}{\tau}}.$$

Далее приводятся выражения эквивалентных сопротивлений и постоянных времени для двух видов нагрузки усилительной секции.

1. *Нагрузка: входная проводимость такой же усилительной секции* $(\dot{Y}_{н} = \dot{Y}_{вх.ус.с})$

Эквивалентные сопротивления:

$$R_{01} = \frac{R'}{1 + g_{11}R'}, \qquad R_{02} = \frac{R''}{1 + g_{11}R''},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{св}} + \frac{1}{R_{ст2}}, \qquad \frac{1}{R''} = \frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_{св}} + \frac{1}{R_{ст1}}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{i1} + \tau_{s1} + \tau \frac{R_{01}}{R'} + \tau \frac{R_{01}}{r_б},$$

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau \frac{R_{02}}{R''} + \tau \frac{R_{02}}{r_б},$$

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21}r_б)\, C_к R_{01}, \qquad \tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_к,$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)\, C_к R_{02}, \qquad \tau_{s2} = \frac{g_{21}R_{01}R_{02}C_к}{\gamma}.$$

2. *Нагрузка:* $C_н$ *и* $R_и$ $\left(\dot{Y}_и = j\omega C_и + \frac{1}{R_и}\right)$

Эквивалентные сопротивления:

$$R_{01} = \frac{R'}{1 + g_{11}R'}, \qquad R_{02} = \frac{1}{\frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_{св}} + \frac{1}{R_н}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{св}} + \frac{1}{R_{ст2}}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{i1} + \tau_{s1} + \tau \frac{R_{01}}{R'} + \tau \frac{R_{01}}{r_б},$$

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau + \tau_н,$$

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21}r_б)\, C_к R_{01}, \qquad \tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_к,$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)\, C_к R_{02}, \qquad \tau_и = C_и R_{02}.$$

Укажем на один из возможных порядков расчета предварительной усилительной секции (считается, что в секции используются одинаковые транзисторы, известны параметры транзистора в рабочей точке и также известны входные сопротивления схемы их температурной стабилизации $R_{ст1}$ и $R_{ст2}$). Порядок расчета усилительной секции, нагруженной на $C_и$ и $R_н$ — аналогичен.

1. Задаваясь глубиной отрицательной обратной связи и исходя из требуемого коэффициента усиления секции определяются эквива-

лентные сопротивления R_{01} и R_{02}, которые (во всяком случае первоначально) можно принять равными.

При этом

$$R_{01} = R_{02} = \frac{1}{g_{21}} \sqrt{K_0 \gamma}.$$

2. Используя выражения эквивалентных сопротивлений R_{01} и R_{02}, находятся R' и R''. При $R_{01} = R_{02}$ имеем

$$R' = R'' = \frac{R_{01}}{1 - g_{11} R_{01}}.$$

3. Исходя из выражения γ находится сопротивление резистора цепи обратной связи

$$R_{св} = \frac{g_{21} R_{01} R_{02}}{\gamma - 1}.$$

4. Определяются постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2}, τ_1 и τ_2.

5. Определяются безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и коэффициент b.

6. По коэффициенту b с помощью формулы или, графика рис. 5.2 находят выброс δ. Обобщенное время установления при $b \leqslant 2$ определяют по графику.

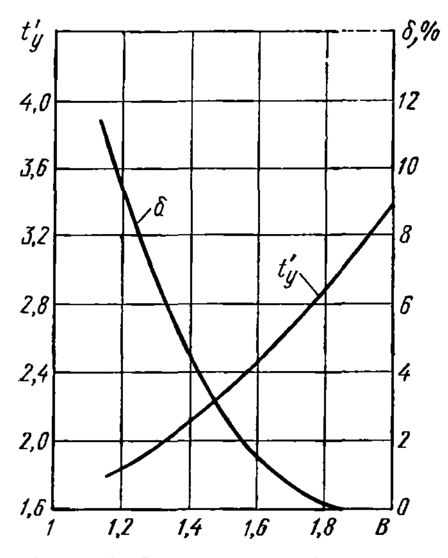


Рис. 5.2. Зависимости обобщенного времени установления t_y' и выброса δ от коэффициента b

7. По найденным значениям R' и R'' (используя их выражения) находят сопротивления резисторов нагрузки каскадов $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

8. Определяют время установления фронта импульса $t_у$.

Отметим, что при $b > 2$ возможности схемы используются не полностью, так как при $b = 2$ также отсутствует выброс, а время установления фронта импульса меньше. В этом случае следует задаться другим, бо́льшим значением глубины обратной связи γ и повторить расчет. Наоборот, если коэффициент b заметно меньше двух и соответствующий выброс превышает допустимый, то это указывает на необходимость выбрать меньшее значение глубины обратной связи.

Пример 5. 1. Определить основные параметры предварительной усилительной секции на транзисторах П403, работающих в одинаковом режиме. Коэффициент усиления секции $K_0 = 100$. Предполагается, что секция нагружена на входную проводимость такой же усилительной секции. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст1} = R_{ст2} = 2500$ Ом. Параметры транзистора П403 в рабочей точке: $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0,0015$ См, $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$ пФ, $\tau = 0,007$ мкс. Расчет выполнить для ряда значений глубины обратной

связи γ: 1,4; 1,7; 2,0; 2,3; а также и для случая отсутствия обратной связи ($\gamma = 1$, $R_{св} = \infty$).

Подробный расчет приводится для случая $\gamma = 2{,}0$. Для других значений γ в табл. 5.1 (см. далее) даны только результаты расчета, выполненного аналогично.

Определяем эквивалентные сопротивления R_{01} и R_{02}, принимая их равными:

$$R_{01} = R_{02} = \frac{1}{g_{21}} \sqrt{\gamma K_0} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-3}} \sqrt{2 \cdot 100} = 177 \text{ Ом}.$$

Находим R' и R'':

$$R' = R'' = \frac{R_{01}}{1 - g_{11}R_{01}} = \frac{177}{1 - 0{,}0015 \cdot 177} = 241 \text{ Ом}.$$

Определяем сопротивление резистора цепи обратной связи:

$$R_{св} = \frac{g_{21}R_{01}R_{02}}{\gamma - 1} = \frac{80 \cdot 10^{-3} \cdot 177 \cdot 177}{2 - 1} = 2500 \text{ Ом}.$$

Определяем постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2} и отношения

$$\frac{\tau_{i1}}{\tau},\ \frac{\tau_{i2}}{\tau},\ \frac{\tau_{s1}}{\tau},\ \frac{\tau_{s2}}{\tau},\ \frac{R_{01}}{R'},\ \frac{R_{02}}{R''},\ \frac{R_{01}}{r_б},\ \frac{R_{02}}{r_б},\ \frac{\tau_1}{\tau} \text{ и } \frac{\tau_2}{\tau}:$$

$$\tau_{i1} = \tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_{01} =$$

$$= (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 177 \cdot 10^6 = 3{,}72 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_к = 80 \cdot 10^{-3} \cdot 177 \cdot 177 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 = 12{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\tau_{s2} = \frac{g_{21}R_{01}R_{02}C_к}{\gamma} = \frac{\tau_{s1}}{\gamma} = \frac{12{,}5 \cdot 10^{-3}}{2} = 6{,}25 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\frac{\tau_{i1}}{\tau} = \frac{\tau_{i2}}{\tau} = \frac{3{,}72 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 0{,}53,$$

$$\frac{\tau_{s1}}{\tau} = \frac{12{,}5 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 1{,}79,$$

$$\frac{\tau_{s2}}{\tau} = \frac{6{,}25 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 0{,}89,$$

$$\frac{R_{01}}{R'} = \frac{R_{02}}{R''} = \frac{177}{241} = 0{,}73,$$

$$\frac{R_{01}}{r_б} = \frac{R_{02}}{r_б} = \frac{177}{40} = 4{,}42,$$

$$\frac{\tau_1}{\tau} = \frac{\tau_{i1}}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{01}}{r_б} = 0{,}53 + 1{,}79 + 0{,}73 + 4{,}42 = 7{,}47,$$

$$\frac{\tau_2}{\tau} = \frac{\tau_{i2}}{\tau} + \frac{\tau_{s2}}{\tau} + \frac{R_{02}}{R''} + \frac{R_{02}}{r_б} = 0{,}53 + 0{,}89 + 0{,}73 + 4{,}42 = 6{,}57.$$

Определяем безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и коэффициент b:

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau} + \gamma - 1\right) = \frac{1}{2}(7{,}47 + 6{,}57 + 2 - 1) = 7{,}52,$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau}} = \sqrt{\frac{1}{2}\cdot 7{,}47\cdot 6{,}57} = 4{,}95,$$

$$b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{7{,}52}{4{,}95} = 1{,}52.$$

Как следует из графика рис. 5.2, коэффициенту $b = 1{,}52$ соответствует обобщенное время установления $t_у' = 2{,}32$ и выброс $\delta = 2{,}5\%$.

Определяем сопротивления резисторов нагрузки каскадов усилительной секции

$$R_{к1} = R_{к2} = \frac{1}{\frac{1}{R'} - \frac{1}{R_{св}} - \frac{1}{R_{ст2}}} = \frac{1}{\frac{1}{241} - \frac{1}{2500} - \frac{1}{2500}} = 300\ Ом.$$

Находим время установления фронта импульса

$$t_у = t_у'\tau\tau_э''' = 2{,}32\cdot 7\cdot 10^{-3}\cdot 4{,}95 = 0{,}080\ мкс.$$

Результаты расчета усилительной секции при глубине обратной связи $\gamma = 2$, а также при других значениях γ (для этих значений подробный расчет не приводится) сведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

γ	$\tau_э''$	$\tau_э'''$	b	$t_у'$	$t_у$, мкс	δ, %	$R_{св}$, Ом	$R_к$, Ом
1	10,38	5,19	2	3,38	0,123	0	∞	185
1,4	8,84	5,06	1,75	2,78	0,098	0,35	4370	214
1,7	8,08	4,99	1,62	2,51	0,088	1,3	3040	270
2	7,52	4,95	1,52	2,32	0,080	2,5	2500	300
2,3	7,09	4,93	1,44	2,18	0,075	3,8	2210	345

Как следует из таблицы, применение отрицательной обратной связи позволяет при том же коэффициенте усиления заметно уменьшить время установления усилительной секции по сравнению со случаем, когда обратная связь отсутствует ($\gamma = 1$).

Схема 5,2* (рис. 5.3)

Усилительная секция с параллельной комплексной отрицательной обратной связью по напрвжению

Схема 5.2, как схема с параллельной обратной связью по напряжению, характеризуется в общем такими же особенностями, как и схема 5.1. В отличие от схемы 5.1 схема 5.2 содержит в цепи обратной связи последовательно с $R_{св}$ катушку индуктивности L. Введение комплексной отрицательной обратной связи вместо активной позволяет несколько повысить добротность усилительной секции.

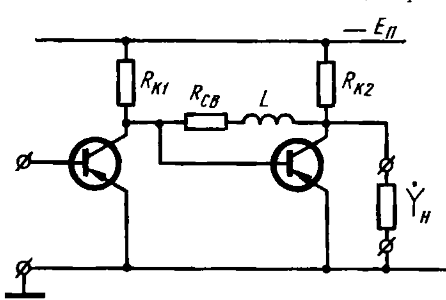


Рис. 5.3. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной комплексной отрицательной обратной связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны)

Физически, в связи с наличием катушки индуктивности L, процесс в схеме протекает следующим образом. В начальные моменты времени напряжение импульса на входе активного элемента второго каскада не содержит составляющей, обусловленной действием отрицательной обратной связи. Присутствие индуктивности L препятствует быстрому нарастанию тока в цепи обратной связи, в связи с чем напряжение обратной связи на выходе этой цепи (на входе второго каскада) несколько запаздывает. Таким образом, в первые моменты времени, когда влияние обратной связи не проявляется в полной мере, создаются условия для более быстрого нарастания фронта импульса на выходе схемы. Далее, с увеличением напряжения обратной связи рост напряжения импульса на выходе усилительной секции замедляется. При определенных соотношениях параметров элементов схемы в переходной характеристике секции наблюдается выброс. Введение L увеличивает входное сопротивление второго каскада и, следовательно, способствует увеличению общего сопротивления нагрузки первого каскада секции (в области высоких частот).

Расчет схемы 5.2 в целом сложнее, чем схемы 5.1. Исключение составляет случай, когда постоянная времени цепи обратной связи $\tau_{св}$ выбирается равной постоянной времени транзистора τ.

Рассмотрим вначале методику расчета для общего случая, когда $\tau_{св} \neq \tau$.

Схема 5.2 допускает как колебательный, так и апериодический режимы работы. Колебательный режим имеет место, если [45]

$$A = \frac{27\left(3d_1 - d_2^2\right)^3}{\left(2d_2^3 - 9d_1 d_2 + 27\right)^2} > -6{,}75,$$

* См. описание схемы 5.1.

где

$$d_1 = \frac{\tau_э}{\tau_э^{IV}}, \qquad d_2 = \left(\frac{\tau_э'''}{\tau_э^{IV}}\right)^2$$

и апериодический — при $A \leqslant -6{,}75$.

Переходная характеристика при $A > -6{,}75$

$$h(t') = 1 + \frac{\gamma(\gamma - a_0)(\alpha^2 + \beta^2)}{a_0[\gamma(\alpha - \gamma)^2 + \beta^2]} e^{-\gamma t'} +$$

$$+ \frac{\gamma\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{a_0\beta} \sqrt{\frac{(a_0 - \alpha)^2 + \beta^2}{(\gamma - \alpha)^2 + \beta^2}} e^{-\alpha t'} \sin(\beta t' + \psi),$$

где

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{a_0 - \alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\gamma - \alpha} - \operatorname{arctg} \frac{\beta}{-\alpha},$$

$$a_0 = \frac{\tau_э'}{\tau_э^{IV}}, \qquad t' = \frac{t}{\tau\tau_э^{IV}}.$$

Переходная характеристика при $A < -6{,}75$

$$h(t') = 1 - \frac{\beta\gamma(1 - \alpha)}{a_0(\gamma - \alpha)(\beta - \alpha)} e^{-\alpha t'} - \frac{\alpha\beta(1 - \gamma)}{a_0(\alpha - \gamma)(\beta - \gamma)} e^{-\gamma t'} -$$

$$- \frac{\alpha\gamma(1 - \beta)}{a_0(\alpha - \beta)(\gamma - \beta)} e^{-\beta t'}.$$

В выражениях переходных характеристик α, β и γ — корни нормированного характеристического уравнения схемы *

$$1 + d_1 p + d_2 p^2 + p^3 = 0.$$

Корни характеристического уравнения можно определить, воспользовавшись, например, таблицами Б. М. Шумягского [45].

Расчет с использованием выражений переходных характеристик, в связи с его большой трудоемкостью, следует выполнять лишь в случае, если необходимо уточнить параметры схемы, полученные при ее приближенном расчете, методика которого приводится далее.

Приближенные расчетные соотношения при $\tau_{св} \neq \tau$

При $\tau_{св} \neq \tau$ время установления фронта импульса сравнительно просто определяется по методике Т. М. Агаханяна [32], которая основывается на представлении для области малых времен операторной характеристики схемы, имеющей характеристическое уравнение выше второго порядка, приближенной формулой с характеристическим уравнением второй степени. При этом погрешность в определении вре-

---

* Операторное уравнение схемы представляется выражением

$$F_p = \frac{1 + a_0 p}{1 + d_1 p + d_2 p^2 + p^3}.$$

мени установления, обусловленная указанным приближением, приемлема. Вместе с тем, если следовать той же методике при определении выброса для практически важного случая, когда схема характеризуется малым δ, погрешность оказывается значительной *. Однако, если учесть, что при малом выбросе интервал $0 - t_в'$ [$t_э'$ — момент наступления выброса, соответствующий экстремуму $h(t')$] существенно больше интервала нарастания фронта импульса, допустимо при определении выброса исходить из «укороченного» характеристического уравнения схемы, не преобразовывая его по методике Т. М. Агаханяна. При этом в «укороченное» уравнение входят только члены со степенями p до второй включительно. Соответствующая абсолютная погрешность при определении δ в этом случае не превышает 0,01.

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{g_{21}^2 R_{01} R_{02}}{\gamma}$.

Глубина отрицательной обратной связи

$$\gamma = 1 + g_{21} R_{02} \frac{R_{01}}{R_{св}}.$$

Время установления

$$t_у = t_у' \tau_э^{IV} \sqrt{d''}\, \tau,$$

где $t_у' = \psi(b_{уст})$ — определяется по графику рис. 5.2,

$$b_{уст} = \frac{d'}{d''},$$

$$d' = \sqrt{d_1^2 - a_0^2 - 2d_2 + 2d''},$$

$$d'' = \sqrt{d_2^2 - 2d_1 - a_0^2\left(d_1^2 - a_0^2 - 2d_2\right)},$$

$$a_0 = \frac{\tau_э'}{\tau_э^{IV}}, \quad d_1 = \frac{\tau_э''}{\tau_э^{IV}}, \quad d_2 = \left(\frac{\tau_э'''}{\tau_э^{IV}}\right)^2.$$

Выброс $\delta\,\% = \varphi(a,\ b_\delta)$ — определяют по графику рис. 4.14, причем

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}, \qquad b_\delta = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_{св}}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau} + \frac{\tau_{св}}{\tau} + \gamma - 1\right),$$

* Наличие значительной погрешности обусловлено, видимо, тем, что при малом выбросе момент его наступления $t_э'$ уже нельзя с достаточным основанием отнести к области малых времен.

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau} + \frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_{св}}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau}\cdot\frac{\tau_{св}}{\tau}\right)},$$

$$\tau_э^{IV} = \sqrt[3]{\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau}\cdot\frac{\tau_{св}}{\tau}}.$$

Постоянная времени цепи связи $\tau_{св} = \frac{L}{R_{св}}$.

Выражения эквивалентных сопротивлений R_{01}, R_{02}, а также постоянных времени τ_1, τ_2, τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2} и $\tau_н$ для соответствующих видов нагрузки полностью совпадают с приведенными в описании схемы 5.1.

Расчетные соотношения при $\tau_{св} = \tau$

Постоянная времени цепи связи $\tau_{св} = \frac{L}{R_{св}} = \tau$.

Безразмерная эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau}\right).$$

Графики рис. 5.2, выражения коэффициента усиления, времени установления, переходных характеристик, постоянных времени (кроме $\tau_э''$) и других величин, приведенные в описании схемы 5.1, справедливы также и для схемы 5.2 при $\tau_{св} = \tau$.

Расчет схемы 5.2 при $\tau_{св} = \tau$ можно вести в основном в том же порядке, как и схемы 5.1.

Схема 5.3 (рис. 5.4)

Усилительная секция с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению и с индуктивной коррекцией

В схеме 5.3 параллельная отрицательная обратная связь по напряжению, охватывающая второй каскад секции, сочетается с индуктивной коррекцией в первом или во втором каскаде. По сравнению со схемой 5.1 схема 5.3 допускает бо́льшую свободу при выборе ее данных в связи с возможностью изменения постоянной времени корректирующей цепи τ_L, глубины обратной связи γ и соотношения сопротивлений нагрузки в коллекторных цепях.

Добротность схемы 5.3 несколько выше добротности схемы 5.1 и примерно равна добротности схемы 5.2. Бо́льшая чем у схемы 5.1 добротность схемы 5.3 обусловлена тем, что при воздействии импульсного сигнала имеет место ускоренное изменение заряда емкости, нагружающей первый каскад (в схеме рис. 5.4, *а*) или второй каскад (в схеме рис. 5.4, *б*) в связи с влиянием индуктивности L.

Следует отметить, что эффективность индуктивной коррекции в схеме рис. 5.4, *а* несколько ослаблена, так как второй каскад, как каскад, охваченный параллельной обратной связью по напряжению, имеет пониженное входное сопротивление. Однако при индуктивной

коррекции в первом каскаде может быть увеличено сопротивление нагрузки. Последнее является плечом делителя цепи обратной связи. При соответствующем увеличении сопротивления второго плеча, представляемого резистором $R_{св}$, входное сопротивление второго каскада секции возрастает и шунтирование корректирующей цепи $R_{к1}L$ уменьшается.

В схеме рис. 5.4, *б* обратная связь практически не оказывает влияния на эффективность индуктивной коррекции, если $R_{св}$ много больше активной составляющей сопротивления нагрузки секции. Последнее условие в большинстве случаев выполняется.

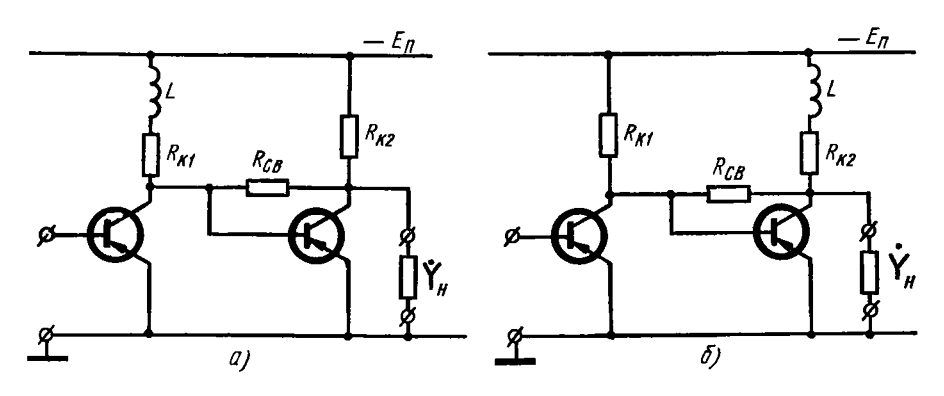


Рис. 5.4. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению и с индуктивной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны):

а — индуктивная коррекция в первом каскаде секции; *б* — индуктивная коррекция во втором каскаде секции

По своим параметрам обе схемы рис. 5.4 примерно равноценны. Если секция предназначается для работы при нагрузке, изменяющейся в некоторых пределах, то в этом случае предпочтительнее схема рис. 5.4, *а*.

Расчет схемы 5.3 в общем случае, когда $\tau_L \neq \tau_2$ (для схемы рис. 5.4, *а*) или $\tau_L \neq \tau_1$ (для схемы рис. 5.4, *б*) выполняется с учетом замечаний и по формулам, которые приведены в описании схемы 5.2 для аналогичного общего случая $\tau_{св} \neq \tau$. Для схемы 5.3 сохраняют справедливость формулы $h(t')$, K_0, γ, $t_у$, $b_{уст}$, d', d'', a_0, d_1, d_2, a и b_δ. Обобщенное время установления $t_у'$ и выброс δ для схемы 5.3 определяются по тем же графикам, что и для схемы 5.2.

Выражения постоянных времени и эквивалентных сопротивлений R_{01} и R_{02} для схем 5.2 и 5.3 не совпадают. Они приводятся для схемы рис. 5.4, *а* и *б* для двух видов нагрузки усилительной секции.

Расчет схемы 5.3 для частного случая $\tau_L = \tau_2$ (для схемы рис. 5.4, *а*) и $\tau_L = \tau_1$ (для схемы рис. 5.4, *б*) выполняется по формулам, которые приводятся в описании схемы 5.1. Для схемы 5.3 действительны формулы K_0, $t_у$, γ, δ, $h(t')$, t', b и $t_у'$, а также графики рис.5. 2 обобщенного времени установления $t_у'$ и выброса δ.

Выражения постоянных времени и эквивалентных сопротивлений для схем 5.1 и 5.3 для указанных частных случаев не совпадают. Они приводятся далее. В упомянутых частных случаях процесс установления носит монотонный характер, если коэффициент $b \geqslant 2$.

К расчету схемы рис. 5.4, *а*

1. *Общий случай*: $\tau_L \neq \tau_2$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_{\text{к}1}} + \frac{1}{R'}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{\text{ст}2}} + \frac{1}{R_{\text{св}}},$$

$$R_{02} = \frac{R''}{1 + g_{11}R''}$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

где $\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_{\text{к}2}} + \frac{1}{R_{\text{св}}} + \frac{1}{R_{\text{ст}1}}$,

$$R_{02} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{к}2}} + \frac{1}{R_{\text{св}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}}$$ (при нагрузке $C_{\text{н}}$ и $R_{\text{н}}$).

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_{\text{э}}' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_{\text{э}}'' = \frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_1}{\tau} + \left(g_{11}R_{01} + \frac{R_{01}}{R'}\right)\left(\frac{\tau_L}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau}\right) + \frac{R_{01}}{R_{\text{к}1}}\left(\frac{\tau_2}{\tau} + 1\right) + (\gamma - 1)\left(\frac{\tau_L}{\tau} + 1\right)\right],$$

$$\tau_{\text{э}}''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_1}{\tau}\left(\frac{\tau_L}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau}\right) + \left(g_{11}R_{01} + \frac{R_{01}}{R'}\right)\frac{\tau_L}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau} + \frac{R_{01}}{R_{\text{к}1}}\cdot\frac{\tau_2}{\tau} + (\gamma - 1)\frac{\tau_L}{\tau}\right]},$$

$$\tau_{\text{э}}^{\text{IV}} = \sqrt[3]{\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau}\cdot\frac{\tau_L}{\tau}}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{l1} + \tau_{s1} + \left(\frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{01}}{r_б}\right)\tau,$$

$$\tau_2 = \tau_{l2} + \tau_{s2} + \left(\frac{R_{02}}{R''} + \frac{R_{02}}{r_б}\right)\tau$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

$$\tau_2 = \tau_{l2} + \tau + \tau_н$$ (при нагрузке $C_н$ и $R_н$),

$$\tau_{l1} = (1 + g_{21}r_б)C_кR_{01}, \quad \tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_к, \quad \tau_н = C_нR_{02},$$

$$\tau_{l2} = (1 + g_{21}r_б)C_кR_{02}, \quad \tau_{s2} = \frac{g_{21}R_{01}R_{02}C_к}{\gamma}, \quad \tau_L = \frac{L}{R_{к1}}.$$

2. *Частный случай:* $\tau_L = \tau_2$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_1}{\tau} + \left(g_{11}R_{01} + \frac{R_{01}}{R'}\right)\frac{\tau_2}{\tau} + \frac{R_{01}}{R_{к1}} + \gamma - 1\right],$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2}{\tau}}.$$

Выражения эквивалентных сопротивлений R_{01}, R_{02} и постоянных времени τ_1, τ_2, τ_{l1}, τ_{l2}, τ_{s1}, τ_{s2} и $\tau_н$ — такие же, как и в случае $\tau_L \neq \tau_2$.

К расчету схемы рис. 5.4, *б*

1. *Общий случай:* $\tau_L \neq \tau_1$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{R'}{1 + g_{11}R'},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{ст2}} + \frac{1}{R_{св}},$$

$$R_{02} = \frac{1}{g_{11} + \dfrac{1}{R_{к2}} + \dfrac{1}{R''}}$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

где $\dfrac{1}{R''} = \dfrac{1}{R_{ст1}} + \dfrac{1}{R_{св}}$,

$$R_{02} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{к2}} + \dfrac{1}{R_{св}} + \dfrac{1}{R_н}}$$ (при нагрузке $C_н$ и $R_н$).

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2'}{\tau} + (\gamma - 1)\left(\frac{\tau_L}{\tau} + 1\right)\right],$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_1}{\tau}\cdot\frac{\tau_2'}{\tau} + \left(\frac{\tau_2''}{\tau}\right)^2 + (\gamma - 1)\ \frac{\tau_L}{\tau}\right]},$$

$$\tau_э^{IV} = \sqrt[3]{\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{\tau_1}{\tau}\left(\frac{\tau_2''}{\tau}\right)^2}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{i1} + \tau_{s1} + \tau\,\frac{R_{01}}{R'} + \tau\,\frac{R_{01}}{r_б},$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_2' &= \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau_L\left(g_{11}R_{02} + \frac{R_{02}}{R''}\right) + \tau\left(\frac{R_{02}}{R''} + \frac{R_{02}}{R_{к2}} + \frac{R_{02}}{r_б}\right) \\ \tau_2'' &= \sqrt{\tau_L\left(\tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau\,\frac{R_{02}}{R''} + \tau\,\frac{R_{02}}{r_б}\right)} \end{aligned}\right\}$$

(при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

$$\left.\begin{aligned} \tau_2' &= \tau_i + \tau + \tau_н + \tau_L\ \frac{R_{02}}{R_н} \\ \tau_2'' &= \sqrt{\tau_н\tau + \tau_L\left(\tau_i + \tau_н + \tau\,\frac{R_{02}}{R_н}\right)} \end{aligned}\right\}\ \text{(при нагрузке } C_н \text{ и } R_н\text{)},$$

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_{01},\quad \tau_{s1} = g_{21}R_{02}R_{01}C_к,\quad \tau_н = C_нR_{02},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)\,C_кR_{02},\quad \tau_{s2} = \frac{g_{21}R_{02}R_{01}C_к}{\gamma},\quad \tau_L = \frac{L}{R_{к2}}.$$

2. *Частный случай*: $\tau_L = \tau_1$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_2'}{\tau} + \gamma - 1\right),$$

$$\tau_э''' = \frac{\tau_2''}{\tau}\cdot\frac{1}{\sqrt{\gamma}}.$$

Выражения эквивалентных сопротивлений R_{01}, R_{02} и постоянных времени τ_1, τ_2', τ_2'', τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2}, $\tau_н$ и τ_L — такие же, как и в случае $\tau_L \neq \tau_1$.

Схема 5.4* (рис. 5.5)

Усилительная секция с общей отрицетельной обратной связью по напряжению

В схеме 5.4 отрицательной обратной связью по напряжению охвачены оба каскада секции. В первом каскаде действует одновременно отрицательная обратная связь по току. По сравнению со схемами 5.1—5.3, в связи с наличием *общей* цепи обратной связи, схема 5.4 отличается более высокой стабильностью и линейностью усиления.

В первом каскаде для повышения его добротности используется эмиттерная коррекция. Постоянная времени цепи эмиттера выбирается обычно соответствующей монотонному переходному процессу в первом каскаде.

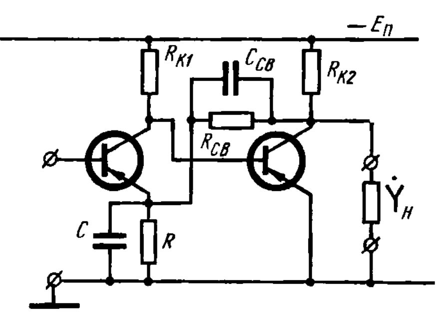


Рис. 5.5. Принципиальная схема усилительной секции с общей отрицательной обратной связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны)

Делитель в цепи общей обратной связи выполняется компенсированным. Для этого параллельно резистору $R_{св}$ включают конденсатор $C_{св}$ небольшой емкости, которую выбирают исходя из условия равенства постоянных времени плеч делителя. При компенсированном делителе уменьшается время, на которое запаздывает передача напряжения общей обратной связи с выхода усилительной секции на ее вход; это позволяет избежать возникновения значительного выброса в переходной характеристике.

Через цепь обратной связи имеет место прямое прохождение сигнала на выход секции. Ввиду незначительности его влияния на параметры усиленного сигнала, оно при расчете не учитывается.

Переходный процесс в схеме 5.4 может быть как колебательным, так и апериодическим. Если постоянную времени цепи эмиттера первого каскада выбрать так, как это рекомендуется далее, то в случае $b \geqslant 2$ переходный процесс в схеме будет монотонным. Расчет схемы 5.4 во многом аналогичен расчету схемы 5.1. Общие выражения переходных характеристик схем 5.1 и 5.4 совпадают. Графики зависимости $t_у'$ и δ от коэффициента b (см. рис. 5.2), приведенные в описании схемы 5.1, справедливы также и для схемы 5.4.

Схема 5.4 широко применяется в импульсных усилителях, в частности, при микроминиатюрном исполнении их конструкции.

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{g_{21}^2 R_{01} R_{02}}{\gamma_0 \gamma_1}$.

Время установления $t_у = t'_у \tau'''_э \tau$.

* См. описание схем 5.1 — 5.3.

Глубина общей отрицательной обратной связи

$$\gamma_0 = 1 + g_{21}^2 R_{01} R_{02} \frac{R}{\gamma_1 (R + R_{св})}.$$

Глубина отрицательной обратной связи по току

$$\gamma_1 = 1 + g_{21} R + g_{11} R.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'} \left(\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t' + \cos \beta t' \right),$$

где $\alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2}.$

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h(t') = 1 - (1 + t') e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h(t') = 1 - \frac{\alpha + \beta}{2\beta} e^{-(\alpha - \beta) t'} + \frac{\alpha - \beta}{2\beta} e^{-(\alpha + \beta) t'},$$

где $\alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{b^2 - 4}}{2}.$

Обобщенное время $t' = \frac{t}{\tau_э''' \tau}.$

Выброс $\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4 - b^2}}}.$

Коэффициент $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$

Обобщенное время установления при $b \geqslant 2$ (формула Элмора)

$$t_у' = 2{,}2 \sqrt{b^2 - 2}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma_0 \gamma_1} \left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{R}{r_б} \right) + \frac{1}{\gamma_0} \cdot \frac{\tau_2}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma_0 \gamma_1} \left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{R}{r_б} \right) \frac{\tau_2}{\tau}}.$$

Постоянная времени цепи эмиттера первого каскада

$$\tau_c = \tau_{s1} + \tau \frac{R_{01}}{r_б} + \tau \frac{R_{01}}{R'}.$$

Емкости конденсаторов цепи обратной связи

$$C_{св} = \frac{\tau_c}{R_{св}}, \quad C = \frac{\tau_c}{R}.$$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{R'}{1 + g_{11}R'},$$

где
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{ст2}};$$

$$R_{02} = \frac{1}{\dfrac{g_{11}}{\gamma_0\gamma_1} + \dfrac{1}{R''}}$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

где
$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_{св}} + \frac{1}{R_{ст1}};$$

$$R_{02} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{к2}} + \dfrac{1}{R_{св}} + \dfrac{1}{R_{н}}}$$ (при нагрузке $C_н$ и $R_н$).

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{i1} + \tau_{s1} + \tau\frac{R_{01}}{r_б} + \tau\frac{R_{01}}{R'},$$

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau\frac{R_{02}}{\gamma_0\gamma_1 r_б} + \tau\frac{R_{02}}{R''}$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau + \tau_н$$ (при нагрузке $C_н$ и $R_н$),

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21}r_б)C_кR_{01}, \quad \tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_к, \quad \tau_н = C_нR_{02},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)C_кR_{02}, \quad \tau_{s2} = \frac{g_{21}R_{01}R_{02}C_к}{\gamma_0\gamma_1}, \quad \tau_c = RC.$$

Далее приведен примерный порядок расчета для случая, когда нагрузкой является входная проводимость такой же усилительной секции. При нагрузке на $C_н$ и $R_н$ можно придерживаться с учетом специфики нагрузки той же последовательности расчета. Параметры транзистора в рабочей точке, а также входные сопротивления схемы температурной стабилизации (из расчета режима работы по постоянному току) $R_{ст1}$ и $R_{ст2}$ считаются известными.

1. Задаваясь глубиной общей обратной связи γ_0 и глубиной обратной связи по току γ_1, определяют, исходя из требуемого коэффициента усиления, произведение $R_{01}R_{02}$. Далее, задаваясь отношением эквивалентных сопротивлений, находят R_{01} и R_{02}. Глубину γ_1 выбирают обычно небольшой (при этом сопротивление резистора R, равное $\frac{\gamma_1 - 1}{g_{21} + g_{11}}$ — мало), имея, однако, в виду, что $R_{св}$, зависящее от R, должно быть много больше R_{02}.

2. Определяем, исходя из выражений γ_0 и K_0

$$R_{св} = R\left(\frac{K_0\gamma_0}{\gamma_0 - 1} - 1\right).$$

3. Исходя из выражений R_{01} и R_{02} определяются R', R'' и далее $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

4. Последовательно находятся постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2}, τ_1, τ_2 и τ_c.

5. Определяются безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и далее коэффициент b.

6. По графику рис. 5.2 (при $b \leqslant 2$) или по формуле (при $b \geqslant 2$) определяют обобщенное время установления $t_у'$, а затем время установления $t_у$. По этому же графику (или формуле) определяется выброс в переходной характеристике.

7. Определяются емкости конденсаторов цепи обратной связи $C_{св}$ и C.

Если при расчете выброс или время установления окажутся неприемлемыми, то надо задаться другим значением γ_0 и повторить расчет. Следует иметь в виду, что при увеличении γ_0 выброс возрастает, а время установления уменьшается.

Схема 5.5 (рис. 5.6)

Комбинированная усилительная секция типа общий эмиттер — общий коллектор

Повышению добротности обычного реостатного каскада с общим эмиттером препятствует значительная входная проводимость следующего за ним каскада, если последний выполнен по той же схеме. Уменьшение влияния на данный усилительный каскад со стороны следующего достигается в случае, если усилитель выполнить из последовательности усилительных секций типа общий эмиттер — общий коллектор. При этом в усилителе каскады, выполненные по схеме с общим эмиттером, будут чередоваться с эмиттерными повторителями. Последние, как обладающие значительным входным сопротивлением, создают условия, позволяющие полнее использовать усилительные возможности каскадов с общим эмиттером.

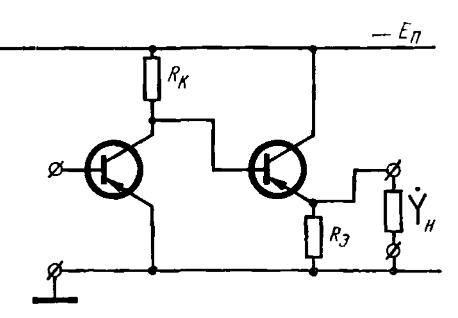


Рис. 5.6. Принципиальная схема комбинированной усилительной секции типа общий эмиттер — общий коллектор (вспомогательные цепи не показаны)

Рассматриваемая комбинированная усилительная секция характеризуется несколько меньшей добротностью, чем добротность пары идентичных каскадов с общим эмиттером. Наличие в составе усилителя каскадов с отрицательной обратной связью (эмиттерных повторителей) способствует улучшению ряда его качественных показателей. В частности, в таком усилителе резко ослаблены связи между секциями. Поэтому усилитель, составленный из комбинированных секций с ука-

занными схемами включения транзисторов, отличается высокой устойчивостью работы.

Переходный процесс в схеме при ее нагрузке на такую же усилительную секцию (с одинаковыми параметрами транзисторов в рабочей точке) или на активное сопротивление (например, на согласованную на конце линию) имеет монотонный характер. Далее для этих случаев приводятся расчетные формулы. Следует указать, что при емкостной нагрузке секции и при определенных соотношениях данных схемы в ней возможен колебательный процесс установления, что связано с особенностями работы эмиттерного повторителя в импульсном режиме (см. описание схемы 4.5).

Благодаря простоте и своим качествам секции, выполненные по данной схеме, находят применение в усилителях импульсных сигналов. Следует отметить, что схема 5.5 полностью удовлетворяет требованиям, которые предъявляются к схемам при микроминиатюризации электронной аппаратуры.

Коэффициент усиления секции $K_0 = K_{01}K_{п2}$.

Коэффициент усиления первого каскада секции (каскад по схеме с общим эмиттером) $K_{01} = g_{21}R_{01}$.

Коэффициент передачи второго каскада секции (эмиттерный повторитель) $K_{п2} = (g_{21} + g_{11})R_{02}$.

Время установления секции (при $b \gg 2$ и монотонном переходном процессе)

$$t_у = 2{,}2\tau_э''' \tau \sqrt{b^2 - a^2 - 2}\,.$$

Эквивалентные безразмерные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{1}{(g_{21} + g_{11})\,r_б},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{\tau_2}{\tau}}\,.$$

Коэффициенты

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}, \qquad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{1}{(1 - K_{п2})\,g_{11} + \dfrac{1}{R'}},$$

где $\dfrac{1}{R'} = \dfrac{1}{R_к} + \dfrac{1}{R_{ст2}}$;

$R_{02} = \dfrac{1}{g_{21} + 2g_{11} + \dfrac{1}{R''}}$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

где $\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{ст1}}$;

$R_{02} = \frac{1}{g_{21} + g_{11} + \frac{1}{R''}}$ (при нагрузке на активное сопротивление $R_н$),

где $\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_н}$.

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_{i1} + \tau_{s1} + \tau \frac{R_{01}}{R'} + \tau (1 - K_{п2}) \frac{R_{01}}{r_б},$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_2 &= \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau \frac{R_{02}}{R''} + \tau \frac{2R_{02}}{r_б} \\ \tau_{s2} &= (K_{01} - 1) C_к R_{02} \end{aligned}\right\}$$ (при нагрузке на входную проводимость такой же усилительной секции),

$$\left.\begin{aligned} \tau_2 &= \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau \frac{R_{02}}{R''} + \tau \frac{R_{02}}{r_б} \\ \tau_{s2} &= C_к R_{02} \end{aligned}\right\}$$ (при нагрузке на активное сопротивление $R_н$),

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{01}, \quad \tau_{s1} = K_{п2} C_к R_{01},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{02}.$$

При расчете схемы можно придерживаться следующего порядка. Вначале ориентировочно, полагая $K_{п2} \approx 1$, $K_0 \approx K_{01} \approx g_{21} R_к$, по требуемому коэффициенту усиления K_0 находят $R_к$. Используя данные, полученные при определении режима работы транзисторов по постоянному току и расчете схемы температурной стабилизации ($R_в$, $R_{ст1}$ и $R_{ст2}$), а также приведенные расчетные формулы, последовательно находят $1/R''$, R_{02}, $1/R'$, R_{01} и уточняют значения $K_{п2}$, K_{01} и K_0. Далее, также последовательно определяют постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2}, τ_1 и τ_2, эквивалентные безразмерные постоянные времени $\tau_э'$, $\tau_э''$, $\tau_э'''$, коэффициенты a, b и время установления $t_у$.

Схема 5.6 (рис. 5.7)

Усилительная секция с взаимно корректированными каскадами

Схема с взаимной коррекцией каскадов отличается значительно более высокой добротностью, чем схема, содержащая такое же число одинаковых каскадов. Вместе с тем схема с взаимной коррекцией обладает и существенным недостатком — пониженной стабильностью своих параметров. Рассматриваемая схема 5.6 является одной из простейших схем такого типа. Применение более сложных схем ограничивается их еще большей чувствительностью к изменению данных пассивных и активных элементов схемы. При указанном изменении нарушаются условия взаимной коррекции, что обычно приводит к резкому увеличению выброса в переходной характеристике.

Как видно из схемы рис. 5.7, усилительная секция содержит разные каскады — некорректированный реостатный каскад и каскад с

индуктивной коррекцией (порядок следования каскадов значения не имеет). Элементы каскада с индуктивной коррекцией выбираются с данными, которым соответствует выброс в переходной характеристике этого каскада порядка нескольких десятков процентов. Влияние некорректированного реостатного каскада, который характеризуется монотонным переходным процессом, проявляется в том, что выброс в переходной характеристике усилительной секции «сглаживается» до допустимого значения.

Основное влияние на время установления усилительной секции оказывает каскад с индуктивной коррекцией. При увеличении сопротивления нагрузки реостатного каскада время установления секции возрастает в заметно меньшей степени, чем увеличивается ее коэффициент усиления, т. е. с увеличением $R_{к1}$ повышается добротность усилительной секции. В связи с этим сопротивления резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ следует выбирать с таким расчетом, чтобы эквивалентное сопротивление нагрузки реостатного каскада R_{01} не менее чем вдвое превышало аналогичное сопротивление R_{02} каскада с индуктивной коррекцией.

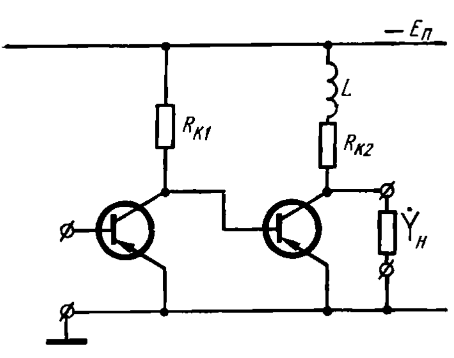


Рис. 5.7. Принципиальная схема усилительной секции с взаимно корректированными каскадами (вспомогательные цепи не показаны)

В схеме 5.6 отношение эквивалентных сопротивлений n следует выбирать примерно в пределах 2÷5. При большом n для того, чтобы компенсировать более медленное нарастание фронта импульса, обусловленное увеличением сопротивления нагрузки в первом каскаде, необходим соответственно больший выброс в переходной характеристике каскада с индуктивной коррекцией. При этом ухудшается стабильность работы усилительной секции и, кроме того, возрастает отрицательный выброс в переходной характеристике, что вызывает необходимость его оценки.

Следует отметить, что эквивалентные сопротивления R_{01} и R_{02} нельзя выбирать произвольно, так как каждое из них ограничено сверху входным сопротивлением следующего каскада (или сопротивлением нагрузки) и предельным сопротивлением резистора в цепи коллектора $R_к$, которое находится при выборе режима работы каскада по постоянному току.

Далее приводится методика определения основных параметров усилительной секции. Укажем, что нахождение параметра коррекции τ_L/τ, соответствующего допустимому выбросу, требует повторных расчетов при разных исходных значениях τ_L/τ. Время установления фронта импульса определяется после выяснения, какой величине τ_L/τ соответствует допустимый выброс.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21}^2 R_{02}^2 n$.

Отношение эквивалентных сопротивлений $n = R_{01}/R_{02}$.

Время установления $t_у = t_у' \tau_э''' \tau$.

Переходная характеристика и выброс при $b < 2$

$$h(t') = \xi \left[1 - e^{-\alpha t'} \left(\frac{\alpha - a}{\beta} \sin \beta t' + \cos \beta t'\right)\right] + \eta \left(1 - e^{-\frac{t'}{m}}\right),$$

$$\delta \approx \xi \sqrt{1 - ab + a^2}\, e^{-\alpha t_э'} - \eta e^{-\frac{t_э'}{m}},$$

где $\xi = \dfrac{a_0 m + 1 - bm}{m^2 - bm + 1}$, $\eta = 1 - \xi$,

$$a = \frac{a_0 - m}{m^2 - bm + 1}, \qquad \alpha = \frac{b}{2}, \qquad \beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2}.$$

Обобщенное время $t' = t/\tau_э''' \tau$.

Обобщенное время появления выброса [обобщенное время, соответствующее первому экстремуму переходной характеристики $h(t')$]

$$t_э' \approx \frac{1}{\beta} \left(\pi - \operatorname{arctg} \frac{a\beta}{1 - a\alpha}\right).$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э^* = \frac{\tau_{i1}}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{01}}{r_б},$$

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau}, \qquad \tau_э'' = \frac{\tau_1}{\tau}, \qquad \tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau} \cdot \frac{\tau_2}{\tau}}.$$

Коэффициенты

$$a_0 = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}, \qquad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}, \qquad m = \frac{\tau_э^*}{\tau_э'''}.$$

1. Нагрузка: $C_н$ и $R_н$ $\left(\dot{Y}_н = j\omega C_н + \dfrac{1}{R_н}\right)$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{1}{g_{11} + \dfrac{1}{R'}},$$

где $\dfrac{1}{R'} = \dfrac{1}{R_{к1}} + \dfrac{1}{R_{ст2}}$ ($R_{ст2}$ — входное сопротивление схемы стабилизации второго каскада секции);

$$R_{02} = \frac{R_{к2} R_н}{R_{к2} + R_н}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau + \tau_{i2} + \tau_н + \tau_L \frac{R_{02}}{R_н},$$

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau_н + \tau \frac{R_{02}}{R_н},$$

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{01}, \quad \tau_{s1} = g_{21} R_{01} R_{02} C_к, \quad \tau_L = \frac{L}{R_{к2}},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{02}, \quad \tau_н = C_н R_{02}.$$

2. Нагрузка: входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи ($\dot{Y}_н = \dot{Y}_{вх}$)

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R'}},$$

где $$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{ст2}};$$

$$R_{02} = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_{ст1}}}$$ ($R_{ст1}$ — входное сопротивление схемы стабилизации нагружающего каскада).

Постоянные времени:

$$\tau_1 = \tau_2 + \tau_L \left(g_{11} R_{02} + \frac{R_{02}}{R_{ст1}} \right),$$

$$\tau_2 = \tau_{i2} + \tau_{s2} + \tau \frac{R_{02}}{R_{к2}} + \tau \frac{R_{02}}{r_б},$$

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{01}, \quad \tau_{s1} = g_{21} R_{01} R_{02} C_к, \quad \tau_L = \frac{L}{R_{к2}},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{02}, \quad \tau_{s2} = K_0' C_к R_{02},$$

где K_0' — коэффициент усиления следующего каскада.

Если нагрузкой усилительной секции является входная проводимость такой же секции, то в этом случае $\tau_{s2} = \tau_{s1}$.

Порядок расчета

1. Задаваясь коэффициентом усиления K_0 и отношением эквивалентных сопротивлений $n = R_{01}/R_{02}$, находим эти сопротивления

$$R_{02} = \frac{1}{g_{21}} \sqrt{\frac{K_0}{n}}, \quad R_{01} = n R_{02}.$$

2. Исходя из выражений эквивалентных сопротивлений определяем R', $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

3. Последовательно, с учетом вида нагрузки, находим постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2} (или $\tau_н$) и далее отношения

$$\frac{\tau_{i1}}{\tau},\ \frac{\tau_{i2}}{\tau},\ \frac{\tau_{s1}}{\tau},\ \frac{\tau_{s2}}{\tau}\left(\text{или } \frac{\tau_н}{\tau}\right) \text{ и } \frac{\tau_2}{\tau}.$$

4. Определяется $\tau_э{}^*$.

5. Выбирается $\frac{\tau_L}{\tau}\ \left(\frac{\tau_L}{\tau} = \tau_э'\right)$ примерно из интервала $\frac{2\tau_э^*}{n} \div \frac{3\tau_э^*}{n}$ и определяются эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$. Выбранному из указанного интервала отношению τ_L/τ обычно соответствует коэффициент b близкий к единице и большой выброс в переходной характеристике каскада с индуктивной коррекцией.

6. Находятся коэффициенты a_0, b, m и далее ξ, η, a, α и β.

7. Определяется обобщенное время появления выброса $t_э'$.

8. Определяется выброс δ (если для δ получено отрицательное значение, то следует задаться другим, бóльшим значением τ_L/τ).

9. Определяются значения переходной характеристики $h(t')$ для моментов $kt_э'$ ($k = 0{,}2$; $0{,}4$; $0{,}6$; $0{,}8$) и строится график переднего фронта $h(t')$. По графику находят обобщенное время установления $t_у'$, имея в виду, что $t_у' = t_{0,9}' - t_{0,1}'$, где $t_{0,9}'$ и $t_{0,1}'$ — моменты обобщенного времени, соответствующие уровням 0,9 и 0,1 переходной характеристики.

10. Определяется время установления $t_у$.

11. Определяется индуктивность корректирующей катушки

$$L = R_{к2}\left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau.$$

Пример 5. 2. Рассчитать усилительную секцию с взаимно корректированными каскадами на транзисторах П403 и построить зависимость выброса от значения свободного параметра τ_L/τ при отношении эквивалентных сопротивлений $n = 3$. Определить время установления, соответствующее выбросу $\delta \approx 3\%$. Коэффициент усиления $K_0 = 270$. Секция нагружена на входную проводимость каскада без отрицательной обратной связи с коэффициентом усиления $K_0' = 4$. Параметры транзисторов в рабочей точке одинаковы и равны; $g_{21} = 80$ мА/В, $g_{11} = 0{,}0015$ См, $r_б = 40$ Ом, $C_к = 5$ пФ, $\tau = 0{,}007$ мкс. Кроме того, известно, что $R_{ст1} = R_{тс2} = 2500$ Ом.

Исходя из формулы коэффициента усиления определяем эквивалентные сопротивления

$$R_{02} = \frac{1}{g_{21}}\sqrt{\frac{K_0}{n}} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-3}}\sqrt{\frac{270}{3}} = 119\ \text{Ом},$$

$$R_{01} = nR_{02} = 3 \cdot 119 = 357\ \text{Ом}.$$

Используя выражения R_{01} и R_{02}, находим:

$$R' = \frac{R_{01}}{1 - g_{11}R_{01}} = \frac{357}{1 - 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 357} = 769 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{к}1} = \frac{R_{\text{ст}2}R'}{R_{\text{ст}2} - R'} = \frac{2500 \cdot 769}{2500 - 769} \approx 1100 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{к}2} = \frac{R_{02}}{1 - g_{11}R_{02} - \frac{R_{02}}{R_{\text{ст}1}}} = \frac{119}{1 - 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 119 - \frac{119}{2500}} = 154 \text{ Ом}.$$

Определяем постоянные времени τ_{i1}, τ_{i2}, τ_{s1}, τ_{s2} и отношения τ_{i1}/τ, τ_{i2}/τ, τ_{s1}/τ, τ_{s2}/τ и τ_2/τ:

$$\tau_{i1} = (1 + g_{21}r_б)C_\text{к}R_{01} = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40)\, 5 \cdot 10^{-12} \cdot 357 \cdot 10^6 = 7,50 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\tau_{i2} = (1 + g_{21}r_б)C_\text{к}R_{02} = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \times 5 \cdot 10^{-12} \cdot 119 \cdot 10^6 = 2,50 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\tau_{s1} = g_{21}R_{01}R_{02}C_\text{к} = 80 \cdot 10^{-3} \cdot 357 \cdot 119 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 = 17,00 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\tau_{s2} = K_0'C_\text{к}R_{02} = 4 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 119 \cdot 10^6 = 2,38 \cdot 10^{-3} \text{ мкс},$$

$$\frac{\tau_{i1}}{\tau} = \frac{7,50 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 1,07, \quad \frac{\tau_{s1}}{\tau} = \frac{17,00 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 2,43,$$

$$\frac{\tau_{i2}}{\tau} = \frac{2,50 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 0,36, \quad \frac{\tau_{s2}}{\tau} = \frac{2,38 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} = 0,34,$$

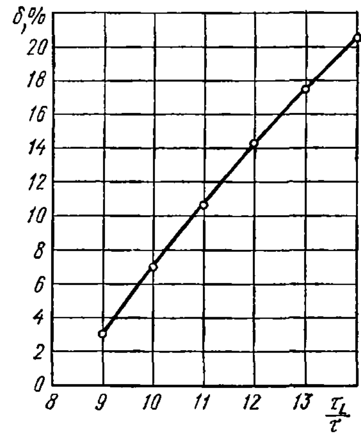


Рис. 5.8. Зависимость выброса δ от τ_L/τ

$$\frac{\tau_2}{\tau} = \frac{\tau_{i2}}{\tau} + \frac{\tau_{s2}}{\tau} + \frac{R_{02}}{R_{\text{к}2}} + \frac{R_{02}}{r_б} = 0,36 + 0,34 + \frac{119}{154} + \frac{119}{40} = 4,45.$$

Определяем эквивалентную постоянную времени

$$\tau_э^* = \frac{\tau_{i1}}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{01}}{r_б} = 1,07 + 2,43 + \frac{357}{769} + \frac{357}{40} = 12,88.$$

Принимаем для τ_L/τ следующий ряд значений: 9, 10, 11, 12, 13 и 14. Для $\tau_L/\tau = 9$ дается подробная запись расчета δ и $t_у$. Результаты аналогично проведенного расчета δ при других

исходных значениях τ_L/τ представлены графиком рис. 5.8.

Определяем эквивалентные безразмерные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{\tau_1}{\tau} = \frac{\tau_{i2}}{\tau} + \frac{\tau_{s2}}{\tau} + \frac{R_{02}}{R_{к2}} + \frac{R_{02}}{r_б} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11} R_{02} + \frac{R_{02}}{R_{ст1}}\right) =$$

$$= 0{,}36 + 0{,}34 + \frac{119}{154} + \frac{119}{40} + 9\left(1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 119 + \frac{119}{2500}\right) = 6{,}48,$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau} \cdot \frac{\tau_2}{\tau}} = \sqrt{9 \cdot 4{,}45} = 6{,}33.$$

Определяем коэффициенты a_0, b, m и далее ξ, η, a, α и β:

$$a_0 = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{9}{6{,}33} = 1{,}42, \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{6{,}48}{6{,}33} = 1{,}02,$$

$$m = \frac{\tau_э^*}{\tau_э'''} = \frac{12{,}88}{6{,}33} = 2{,}03,$$

$$\xi = \frac{a_0 m + 1 - bm}{m^2 - bm + 1} = \frac{1{,}42 \cdot 2{,}03 + 1 - 1{,}02 \cdot 2{,}03}{2{,}03^2 - 1{,}02 \cdot 2{,}03 + 1} = 0{,}594,$$

$$\eta = 1 - \xi = 1 - 0{,}594 = 0{,}406,$$

$$a = \frac{a_0 - m}{m^2 - bm + 1} = \frac{1{,}42 - 2{,}03}{2{,}03^2 - 1{,}02 \cdot 2{,}03 + 1} = -0{,}20,$$

$$\alpha = \frac{b}{2} = \frac{1{,}02}{2} = 0{,}51, \quad \beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2} = \frac{\sqrt{4 - 1{,}02^2}}{2} = 0{,}86,$$

$$t_э' \approx \frac{1}{\beta}\left(\pi - \operatorname{arctg}\frac{a\beta}{1 - a\alpha}\right) = \frac{1}{0{,}86}\left(\pi - \operatorname{arctg}\frac{-0{,}20 \cdot 0{,}86}{1 + 0{,}20 \cdot 0{,}51}\right) = 3{,}84.$$

Определяем выброс

$$\delta \approx \xi\sqrt{1 - ab + a^2}\, e^{-\alpha t_э'} - \eta e^{-\frac{t_э'}{m}} =$$

$$= 0{,}594\sqrt{1 + 0{,}20 \cdot 1{,}02 + 0{,}20^2}\, e^{-0{,}51 \cdot 3{,}84} - 0{,}406\, e^{-\frac{3{,}84}{2{,}03}} = 0{,}031.$$

Обобщенное время установления определяем по графику переднего фронта переходной характеристики $h(t')$. Для этого предварительно находим коэффициент при $\sin \beta t'$ и с учетом найденных значений ξ, η, m, α и β записываем выражение переходной характеристики

$$\frac{\alpha - a}{\beta} = \frac{0{,}51 + 0{,}20}{0{,}86} = 0{,}826,$$

$$h(t') = 0{,}594\left[1 - e^{-0{,}51 t'}(0{,}826 \sin 0{,}86 t' + \cos 0{,}86 t')\right] +$$

$$+ 0{,}406\left(1 - e^{-\frac{t'}{2{,}03}}\right).$$

На рис. 5.9 по приведенному выражению построен график переднего фронта $h(t')$. Рассчитанные значения $h(t')$ для моментов $t' = kt_э'$ (k = 0,2, 0,4, 0,6, 0,8) помечены кружками. Из графика следует, что $t_у' = t_{0,9}' - t_{0,1}' = 2,05$.

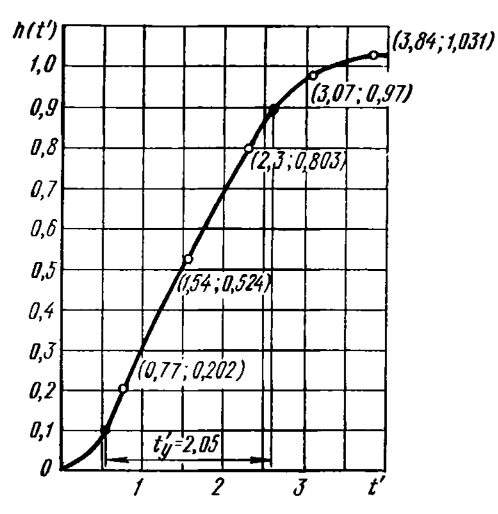


Рис 5.9. График переднего фронта переходной характеристики $h(t')$

Определяем время установления

$$t_у = t_у' \tau_э''' \tau = 2,05 \cdot 6,33 \times 7 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6 = 9,08 \cdot 10^{-2} \text{ мкс}.$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки

$$L = R_{к2}\left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau = 154 \cdot 9 \cdot 7 \times 10^{-9} \cdot 10^6 = 9,7 \text{ мкГ}.$$

Для сравнения представляет интерес найти коэффициент усиления и время установления первого реостатного каскада секции (см. схему 4.1)

$$K_{01} = g_{21} R_{01} = 80 \cdot 10^{-3} \times 1100 = 88,$$

$$t_у = 2,2\, \overset{*}{\tau_э} \tau = 2,2 \cdot 12,88 \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = 19,8 \cdot 10^{-2} \text{ мкс}.$$

Как следует из сравнения коэффициентов усиления и времен установления реостатного каскада и усилительной секции, применение взаимной коррекции позволило увеличить усиление и одновременно, примерно вдвое, уменьшить время установления.

График рис. 5.8 позволяет оценить порядок стабильности работы схемы. Из него, в частности, непосредственно вытекает, что увеличению выброса на 1% (до 4%) соответствует изменение τ_L/τ примерно на 2% (от 9 до 9,2).

Схема 5.7 * (рис. 5.10)

Входная усилительная секция с взаимной коррекцией

Если постоянная времени $R_гC_г$, характеризующая источник сигнала, близка к требуемому времени установления усилителя, то в этом случае необходимо применить коррекцию параметров входной цепи. Выполняя входной каскад с индуктивной коррекцией, можно осуществить взаимную коррекцию входной цепи и входного каскада, аналогичную взаимной коррекции в схеме 5.6. При этом методика расчета схемы 5.7 практически совпадает с методикой расчета схемы 5.6 (см. описание схемы 5.6). Отличие состоит в определении коэффициента

* См. описание схемы 5.6.

усиления K_0, эквивалентного сопротивления R_{01} и безразмерной эквивалентной постоянной времени $\tau_э^*$, которая в данной схеме зависит от постоянной времени источника сигнала.

Особенности схемы 5.6 свойственны также и схеме 5.7. Порядок расчета схемы 5.7 совпадает с указанным для схемы 5.6. При этом необходимо учесть, что эквивалентное сопротивление R_{01} не выбирается (так как значение внутренней проводимости $g_г$ источника сигнала задано техническими требованиями, предъявленными к усилителю), в связи с чем следует, определив R_{01} и задавшись отношением эквивалентных сопротивлений n, найти R_{02} и K_0.

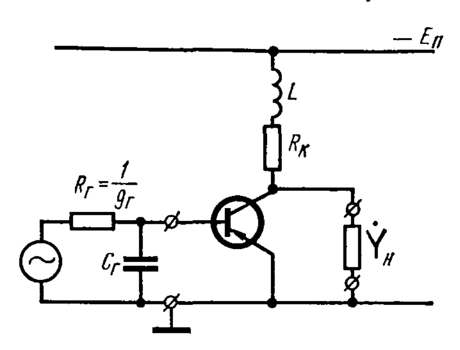


Рис 5.10. Принципиальная схема входной усилительной секции с взаимной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны)

Далее приведены выражения K_0, R_{01} и $\tau_э^*$. Остальные, необходимые для расчета формулы, совпадают с приведенными в описании схемы 5.6. При этом входящее в расчетные формулы схемы 5.6 сопротивление $R_{к2}$ соответствует сопротивлению $R_н$ схемы 5.7 (см. рис.5.10).

Коэффициент усиления

$$K_0 = g_г g_{21} \frac{R_{01}^2}{n}, \quad где \quad n = \frac{R_{01}}{R_{02}}.$$

Эквивалентное сопротивление

$$R_{01} = \frac{R'}{1 + g_{11} R'},$$

где $\frac{1}{R'} = g_г + \frac{1}{R_{ст}}$ ($R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации входного каскада).

Безразмерная эквивалентная постоянная времени входной цепи

$$\tau_э^* = \frac{\tau_г}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{01}}{r_б},$$

где $\tau_г = C_г R_{01}$.

Схема 5.8* (рис. 5.11)

Схема коррекции параметров входного сигнала с экспоненциальным фронтом

Все импульсные сигналы характеризуются той или иной длительностью фронта. В тех случаях, когда длительность фронта импульсов на входе усилителя мала по сравнению с временем установления, ко-

* См. описание схемы 5.6

торым должен обладать усилитель, допустимо приближенно считать, что входные импульсы имеют строго прямоугольную форму. Вместе с тем иногда необходимо усиливать импульсы с незначительным допустимым изменением (или без изменения) первоначальной длительности их фронта. Решение последней задачи основывается на использовании принципа взаимной коррекции.

Как известно, прямоугольный импульс при прохождении через реостатный каскад изменяет форму своего переднего фронта на экспоненциальную. Из этого следует, что вместо схемы рис. 5.11, *а*, в кото-

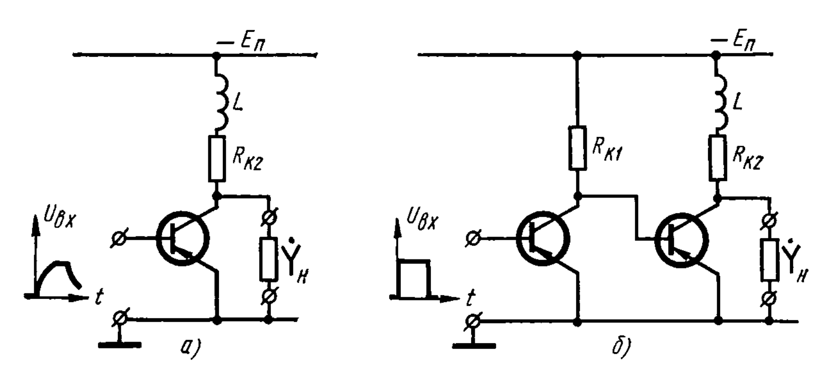


Рис. 5.11. К расчету схемы коррекции параметров входного сигнала:
а — принципиальная схема каскада с индуктивной коррекцией, на входе которого действует импульс с экспоненциальным фронтом; *б* — принципиальная схема усилительной секции с взаимно корректированными каскадами, на входе которой действует импульс прямоугольной формы (вспомогательные цепи не показаны)

рой импульс с экспоненциальным передним фронтом действует на входе каскада с индуктивной коррекцией, можно рассматривать схему рис. 5.11.*б*, содержащую такой же каскад с индуктивной коррекцией, которому предшествует реостатный каскад с действующим на его входе импульсом прямоугольной формы. Последняя схема представляет усилительную секцию, каскады которой могут быть выполнены взаимно корректированными (см. схему 5.6). Очевидно, что обе схемы рис. 5.11 можно считать равноценными, если принять коэффициент усиления реостатного каскада равным единице, а его время установления равным длительности фронта импульса на входе каскада с индуктивной коррекцией.

Расчет схемы 5.8 аналогичен расчету схемы 5.6, что следует из идентичности схем рис. 5.11, *б* и 5.7. Все расчетные формулы, приведенные в описании схемы 5.6, кроме формул, определяющих K_0 и $\tau_э^*$, справедливы также и для схемы 5.8. При расчете схемы 5.8 можно в основном придерживаться порядка расчета, указанного для схемы 5.6. При этом обозначения, принятые в описании схемы 5.6, действительны для схемы 5.8.

Эквивалентное сопротивление R_{02} выбирается соответствующим отношению $\frac{t_{фр}}{2,2\tau_2} = 2 \div 5$, где $t_{фр}$ — длительность фронта входного

импульса. Отношение $\frac{t_{фр}}{2,2\,\tau_2}$ для схемы 5.8 имеет то же значение, что и отношение эквивалентных сопротивлений R_{01}/R_{02} для схемы 5.6.

В качестве каскада, предназначающегося для взаимной коррекции параметров входного сигнала в линейном усилителе может быть выбран в принципе любой из предварительных каскадов. Однако рабочий участок характеристики активного элемента может считаться линейным лишь в первом приближении. Нелинейность проявляется слабее в случае, если сигнал охватывает небольшой участок характеристики. Поэтому предпочтительнее для взаимной коррекции использовать один из первых каскадов усилителя.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_{02}$.

Безразмерная эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э^* = \frac{t_{фр}}{2,2\,\tau}.$$

Условие выбора R_{02}: $\frac{t_{фр}}{2,2\,\tau_2} = n$, где τ_2 зависит от R_{02}.

Имея в виду выражение τ_2, эквивалентное сопротивление R_{02} можно определить, воспользовавшись следующей формулой (предполагается, что нагрузкой каскада с индуктивной коррекцией является входная проводимость каскада без отрицательной обратной связи с коэффициентом усиления K_0' и входным сопротивлением схемы стабилизации $R_{ст1}$):

$$R_{02} = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_{ст1}}},$$

где

$$R_{к2} = \frac{2,2\,n\tau - t_{фр}}{t_{фр}\left(g_{11} + \frac{1}{R_{ст1}}\right) - 2,2n\left[(1 + g_{21} r_б)\,C_к + K_0' C_к + \frac{\tau}{r_б}\right]}.$$

Следует отметить, что схема 5.8 предусматривает только взаимную коррекцию данных переднего и заднего фронтов входного импульса и не учитывает искажений, вносимых входной цепью усилителя.

§ 5.2. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СЕКЦИЙ НА ЛАМПАХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ГИБРИДНЫХ СЕКЦИЙ

Общая характеристика аналогичных схем, выполненных на активных элементах разного типа, в основном совпадает. В связи с этим в описаниях ряда схем этого раздела опущены их общие характеристики, если такие даются в § 5.1 для их аналогов на биполярных транзисторах (приводятся лишь соответствующие ссылки). Вместе с тем в описаниях указываются особенности работы схем, связанные с использованием в них активных элементов определенного типа.

Схема 5.9 (рис. 5.12)

Усилительная секция с параллельной активной отрицательной обратной связью по напряжению

Общая характеристика схемы 5.9 такая же, как и ее аналога на биполярных транзисторах (см. § 5.1, описание схемы 5.1).

По сравнению с двухкаскадным реостатным усилителем схема 5.9 при выбросе $\delta < 3\%$ позволяет получить примерно в 1,5 раза больший коэффициент усиления (при том же времени установления) или соответственно меньшее время установления (при том же коэффициенте усиления).

При параллельной обратной связи по напряжению в усилительной секции на полевых транзисторах резистор $R_{св}$ может быть ис-

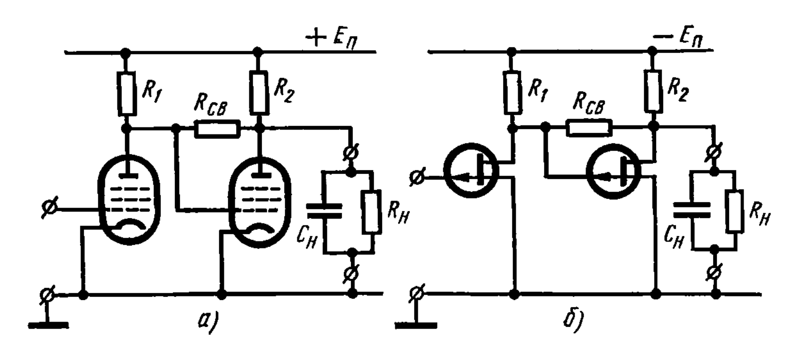


Рис. 5.12. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной активной отрицательной обратной связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны):

а — вариант схемы на лампах; *б* — вариант схемы на полевых транзисторах

пользован в качестве элемента схемы температурной стабилизации, в связи с чем, в отличие от лампового варианта схемы, отпадает необходимость в специальном разделительном конденсаторе для разрыва цепи обратной связи по постоянному току.

Приводимые далее расчетные формулы не учитывают прямого прохождения сигнала через емкость $C_{зс}$ и резистор $R_{св}$ (в секции на полевых транзисторах) ввиду его сравнительно слабого влияния на параметры выходного сигнала. Условие слабого влияния: $SZ_{св} \gg 1$ ($Z_{св}$ — комплексное сопротивление цепи обратной связи с учетом проходной емкости) в большинстве случаев выполняется.

В схеме 5.9 при $b < 2$ имеет место колебательный процесс установления, а при $b \geq 2$ — монотонный.

Коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{S^2 R_1 R_2'}{\gamma},$$

где

$$R_2' = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н}.$$

Время установления $t_у = t_у' \tau_в''' \tau_1$.

Глубина отрицательной обратной связи

$$\gamma = 1 + \frac{R_1}{R_{св}} + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{S R_1 R_2'}{R_{св}}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'} \left(\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t' + \cos \beta t' \right)$$

где $$\alpha = \frac{b}{2}, \quad \beta = \frac{\sqrt{4 - b^2}}{2}.$$

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h(t') = 1 - (1 + t') e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h(t') = 1 - \frac{\alpha + \beta}{2\beta} e^{-(\alpha - \beta) t'} + \frac{\alpha - \beta}{2\beta} e^{-(\alpha + \beta) t'}$$

где $$\alpha = \frac{b}{2}, \qquad \beta = \frac{\sqrt{b^2 - 4}}{2}.$$

Обобщенное время $t' = \dfrac{t}{\tau_э''' \tau_1}$.

Выброс $\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4 - b^2}}}$.

Коэффициент $$b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Время установления (при $b \geqslant 2$ и монотонном переходном процессе)

$$t_у = 2{,}2 \tau_э''' \tau_1 \sqrt{b^2 - 2}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\left. \begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma} \left[1 + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_{св}} \right) \right], \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1}}, \end{aligned} \right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left. \begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma} \left[1 + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_{св}} \right) + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1} (\gamma - 1) \right], \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma} \left[\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1} \left(\frac{R_1}{R_{св}} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{R_2'}{R_{св}} \right) \right.}. \end{aligned} \right\} \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = C_1 R_1, \quad \tau_2 = C_2 R_2', \quad \tau_{зс} = C_{зс} R_{св}.$$

Общая емкость нагрузки каскадов усилительной секции:

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{вых.\,л} + C_{вх.\,л} + C_{м1}, \\ C_2 &= C_{вых.\,л} + C_{н} + C_{м2}, \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{си} + C_{зи} + C_{зс}\left(2 + SR_2'\right), \\ C_2 &= C_{си} + C_{зс} + C_{н}. \end{aligned}\right\} \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_{вх.\,л} + C_{м} \quad \text{(секция на лампах)},$$

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}\left(1 + \frac{SR_1}{\gamma}\right) \quad \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Обобщенное время установления $t_у'$ и выброс δ при $b < 2$ можно определить по графикам рис. 5.2 (по вычисленному значению коэффициента b).

Схема 5.10 * (рис. 5.13)

Усилительная секция с параллельной комплексной отрицательной обратной связью по напряжению

Схема 5.10 имеет более высокую добротность, чем схема 5.9. Общая характеристика схемы 5.10 совпадает с характеристикой схемы аналогичной усилительной секции на биполярных транзисторах (см. описание схемы 5.2).

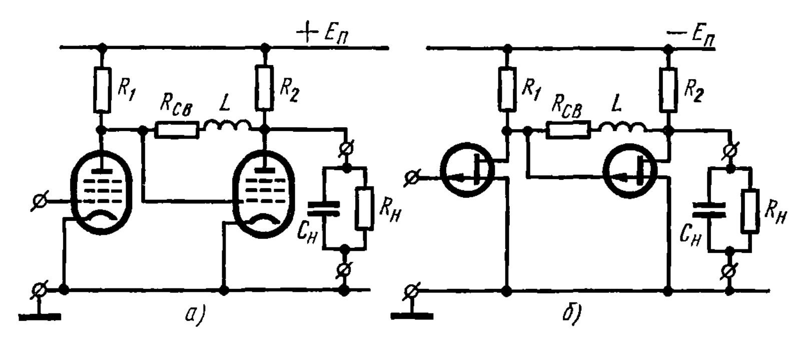


Рис. 5.13. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной комплексной отрицательной обратной связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны):

а — вариант схемы на лампах; *б* — вариант схемы на полевых транзисторах

Расчет усилительной секции в случае, когда не накладывается определенное условие на выбор постоянной времени цепи обратной связи, представляется сложным. Его можно выполнить по методике

* См. описание схем 5.2 и 5.9.

и с использованием ряда формул, данных в описании схемы 5.2, причем для рассматриваемой схемы сохраняют справедливость выражения переходных характеристик $h(t')$ $\left(\text{с учетом того, что } t' = \dfrac{t}{\tau_1 \tau_э^{IV}}\right)$ и формулы a_0, $b_{уст}$, d', d'', d_1, d_2, a и b_δ. Выброс и время установления определяются с помощью графиков рис. 4.14 и 5.2, по найденным коэффициентам b_δ и $b_{уст}$ (как и для схемы 5.2).

Далее приводятся расчетные формулы в дополнение к указанным.

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{S^2 R_1 R_2'}{\gamma}$,

где $R_2' = \dfrac{R_2 R_и}{R_2 + R_и}$.

Время установления $t_у = t_у' \tau_э^{IV} \sqrt{d''}\, \tau_1$.

Глубина отрицательной обратной связи

$$\gamma = 1 + \frac{R_1}{R_{св}} + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{S R_1 R_2'}{R_{св}}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\left.\begin{aligned} &\tau_э' = \frac{\tau_{св}}{\tau_1}, \quad \tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left[1 + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1}\left(1 + \frac{R_1}{R_{св}}\right) + \frac{\tau_{св}}{\tau_1}\right], \\ &\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_{св}}{\tau_1}\left(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]}, \quad \tau_э^{IV} = \sqrt[3]{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_{св}}{\tau_1} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1}}, \\ &\text{(секция на лампах)}, \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} &\tau_э' = \frac{\tau_{св}}{\tau_1}, \quad \tau_э'' = \frac{1}{\gamma}\left[1 + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1}\left(1 + \frac{R_1}{R_{св}}\right) + \frac{\tau_{св}}{\tau_1} + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}(\gamma - 1)\right], \\ &\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left\{\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_{св}}{\tau_1}\left(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1}\right) + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\left[\frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot \frac{R_1}{R_{св}} + \frac{\tau_{св}}{\tau_1}(\gamma - 1)\right]\right\}}, \\ &\tau_э^{IV} = \sqrt[3]{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_{св}}{\tau_1}\left[\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\left(\frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot \frac{R_1}{R_{св}}\right)\right]}. \\ &\text{(секция на полевых транзисторах)}. \end{aligned}\right\}$$

Постоянные времени

$$\tau_1 = C_1 R_1, \quad \tau_{св} = \frac{L}{R_{св}}, \quad \tau_{зс} = C_{зс} R_{св},$$

$$\tau_2 = C_2 \frac{R_2 R_и}{R_2 + R_н}.$$

Общая емкость нагрузки каскадов секции

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{вых.\,л} + C_{вх.\,л} + C_{м1} \\ C_2 &= C_{вых.\,л} + C_н + C_{м2} \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{си} + C_{зи} + C_{зс}\,(2 + SR_2'),\\ C_2 &= C_{си} + C_{зс} + C_н. \end{aligned}\right\}\ \text{(секция на полевых транзисторах).}$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_{вх.\,л} + C_м \quad \text{(секция на лампах)},$$

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}\left(1 + \frac{SR_1}{\gamma}\right) \quad \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Расчет значительно упрощается, если принять, что постоянные времени схемы удовлетворяют одному из следующих двух соотношений:

$$\text{а)}\ \tau_{св} = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + SR_1}, \quad \text{б)}\ \tau_{сэ} = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1 + SR_2'}.$$

Упрощение расчета обусловлено тем, что при указанных соотношениях постоянных времени понижается степень характеристического уравнения схемы.

При выборе любого из приведенных соотношений постоянных времени расчет схемы 5.10 выполняется так же, как и расчет схемы 5.9. Для схемы 5.10 в этом случае справедливы указанные в описании схемы 5.9 выражения переходных характеристик и все расчетные соотношения, за исключением выражений безразмерных эквивалентных постоянных времени, которые для схемы 5.10 равны

а. *Секция на лампах*

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{2 + SR_1}{\gamma(1 + SR_1)}\\ \tau_э''' &= \frac{1}{\sqrt{\gamma(1 + SR_1)}}, \end{aligned}\right\}\left(\text{при } \tau_{св} = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + SR_1}\right)$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma}(2 + SR_2'),\\ \tau_э'' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma}(1 + SR_2')}. \end{aligned}\right\}\left(\text{при } \tau_{св} = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1 + SR_2'}\right)$$

б. *Секция на полевых транзисторах*

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma}\left(\frac{2 + SR_1}{1 + SR_1} + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right),\\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left(\frac{1}{1 + SR_1} + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right)} \end{aligned}\right\}\left(\text{при } \tau_{св} = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + SR_1}\right)$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma}\left(2 + SR_2' + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right),\\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma}(1 + SR_2')\left(1 + \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right)}. \end{aligned}\right\}\left(\text{при } \tau_{св} = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1 + SR_2'}\right)$$

Обобщенное время установления и выброс при $b < 2$ определяют по графикам рис. 5.2. При $b \geqslant 2$ переходный процесс в схеме протекает монотоиио, в связи с чем время установления определяется по соответствующей этому случаю формуле Элмора (см. описание схемы 5.9).

Следует отметить, что требование, наложеииое на соотношение постоянных времени, ограничивает возможность выбора таких параметров элементов схемы, которые соответствовали бы оптимальным параметрам усилительной секции (мииимальное $t_у$ при даииых K_0 и δ). Это замечание относится и к другим схемам, в которых для уменьшения трудоемкости расчета регламентируется соотношение постоянных времени.

Схема 5.11 * (рис. 5.14)

Усилительная секция с отрицательными обратными связями по току и напряжению

Схема 5.11 по сравнению со схемой 5.9 дополнена цепью комплексной отрицательной обратной связи по току, охватывающей первый каскад. Введение указанной цепи повышает стабильность работы усилительной секции и уменьшает ее входную емкость.

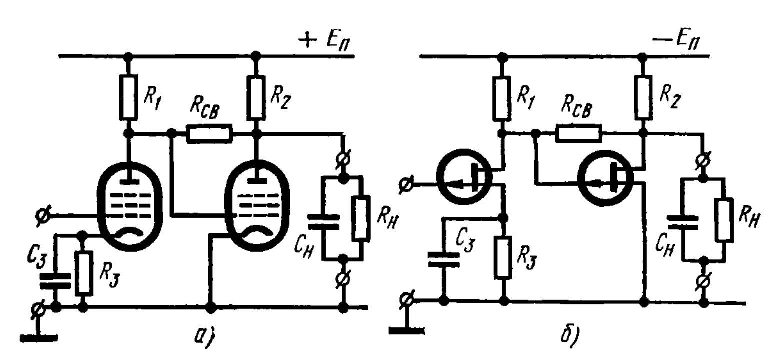


Рис. 5.14. Принципиальная схема усилительиой секции с отрицательными обратными связями по току и напряжению (вспомогательные цепи не показаны):

а — вариант схемы на лампах; *б* — вариаит схемы на полевых транзисторах

При отрицательной обратной связи по току сопротивление резистора нагрузки первого каскада допустимо выбрать большей величины, чем в случае, когда обратная связь в первом каскаде отсутствует. При этом представляется возможным увеличить сопротивление резистора в цепи параллельной обратной связи, сохранив то же значение глубины последней. Указанное способствует увеличению комплексного входного сопротивления второго каскада и благоприятно отражается иа параметрах усилительиой секции.

* См. описаиие схемы 5.9.

Далее приводятся расчетные соотношения для случая, когда процесс установления в схеме носит монотонный характер. Формулы справедливы при условии, что постоянные времени схемы находятся в одном из двух следующих соотношений:

$$\text{а)}\ \tau_3 = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1+SR_1}, \qquad \text{б)}\ \tau_3 = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1+SR_2'}.$$

Коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{S^2 R_1 R_2'}{\gamma_0 \gamma_1},$$

где

$$R_2' = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н}.$$

Время установления (при $b \geqslant 2$ и монотонном переходном процессе)

$$t_у = 2{,}2\, \tau_э''' \tau_1 \sqrt{b^2 - 2}.$$

Глубина отрицательной обратной связи по напряжению

$$\gamma_0 = 1 + \frac{R_1}{R_{св}} + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{S R_1 R_2'}{R_{св}}.$$

Глубина отрицательной обратной связи по току

$$\gamma_1 = 1 + SR_3.$$

Переходная характеристика

$$h(t') = 1 + \frac{\alpha e^{-\frac{t'}{\alpha}}}{\beta - \alpha} - \frac{\beta e^{-\frac{t'}{\beta}}}{\beta - \alpha},$$

где

$$\alpha = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_1}, \quad \beta = \tau_э'' - \alpha, \quad t' = \frac{t}{\tau_1}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени:

а) *секция на лампах*

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma_0} + \frac{1}{\gamma_1} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_1}, \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma_0 \gamma_1} \cdot \frac{\tau_3}{\tau_1}}, \end{aligned}\right\} \left(\text{при}\ \tau_3 = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1+SR_1}\right)$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma_0} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{1}{\gamma_1}, \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma_0 \gamma_1} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1}}. \end{aligned}\right\} \left(\text{при}\ \tau_3 = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1+SR_2'}\right)$$

б) секция на полевых транзисторах

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma_0} + \frac{1}{\gamma_1} \cdot \frac{\tau_з}{\tau_1} + \frac{\gamma_0 - 1}{\gamma_0} \cdot \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}, \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma_0 \gamma_1} \cdot \frac{\tau_з}{\tau_1}\left[1 + (\gamma_0 - 1)\frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right]}, \end{aligned}\right\} \left(\text{при } \tau_3 = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1 + SR_1}\right)$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma_0} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{1}{\gamma_1} + \frac{\gamma_0 - 1}{\gamma_0} \cdot \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}, \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma_0 \gamma_1}\left[\frac{\tau_2}{\tau_1} + (\gamma_0 - 1)\frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right]}. \end{aligned}\right\} \left(\text{при } \tau_3 = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1 + SR_2'}\right)$$

Коэффициент $b = \dfrac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Постоянные времени

$$\tau_1 = C_1 R_1, \quad \tau_2 = C_2 R_2, \quad \tau_3 = C_3 R_3, \quad \tau_{зс} = C_{зс} R_{св}.$$

Общая емкость нагрузки каскадов

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{вых.\,л} + C_{вх.\,л} + C_{м1}, \\ C_2 &= C_{вых.\,л} + C_{н} + C_{м2}, \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{си} + C_{зи} + C_{зс}\,(2 + SR_2'), \\ C_2 &= C_{си} + C_{зс} + C_{н}. \end{aligned}\right\} \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{\gamma_1} + C_{м} \quad \text{(секция на лампах)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{\gamma_1} + C_{зс}\left(1 + \frac{SR_1}{\gamma_0 \gamma_1}\right) \quad \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

При определении параметров элементов лампового варианта схемы следует иметь в виду, что в C_3 кроме емкости конденсатора входят также емкость катод — подогреватель и емкость монтажа.

Схема 5.12 * (рис. 5.15)

Усилительная секция с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению и с индуктивной коррекцией

Общая характеристика схемы 5.12 совпадает с характеристикой аналогичной схемы на биполярных транзисторах (см. описание схемы 5.3).

Расчет схемы сравнительно прост при выполнении следующего условия выбора коэффициента коррекции k:

* См. описание схем 5.3 и 5.9.

$$k = \frac{\frac{\tau_2}{\tau_1}}{1 + \frac{R_2'}{R_{св}}} \quad \text{(секция на лампах)},$$

$$k = \frac{\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{R_2'}{R_{св}} \cdot \frac{\tau_{зс}}{\tau_1}}{1 + \frac{R_2'}{R_{св}}} \quad \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{\tau_1 R_1}$.

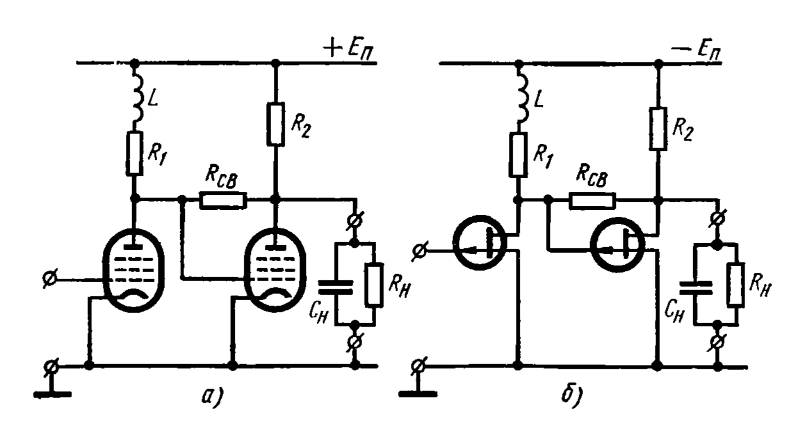


Рис. 5.15. Принципиальная схема усилительной секции с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению и с индуктивной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны): *а* — вариант схемы на лампах; *б* — вариант схемы на полевых транзисторах

Выражения переходных характеристик и расчетные соотношения для схемы 5.12 при указанном условии такие же, как и для схемы 5.9, за исключением выражений эквивалентных постоянных времени (они приведены далее).

В схеме 5.12 возможен как колебательный (при $b < 2$), так и монотонный (при $b \geqslant 2$) режимы установления.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\left.\begin{aligned} \tau_э'' &= \frac{1}{\gamma}\left(1 + \frac{R_2'}{R_{св}} + \frac{R_1}{R_{св}} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1}\right), \\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1}}, \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned}\tau_э'' &= \frac{1}{\gamma}\left[1+\frac{R_2'}{R_{св}}+\frac{R_1}{R_{св}}\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}+\frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right)+\frac{S R_1 R_2'}{R_{св}}\cdot\frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\right],\\ \tau_э''' &= \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left[\frac{\tau_2}{\tau_1}+\frac{\tau_{зс}}{\tau_1}\left(\frac{R_2'}{R_{св}}+\frac{R_1}{R_{св}}\cdot\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]}.\end{aligned}\right\}$$

(секция на полевых транзисторах).

Индуктивность корректирующей катушки

$$L = k\tau_1 R_1.$$

Схема 5.13* (рис. 5.16)

Усилительная секция с общей отрицательной обратной связью по напряжению

Схема 5.13 широко используется благодаря своим достоинствам — простоте, стабильности работы и более высокой, чем у двухкаскадного реостатного усилителя, добротности. Общая характеристика этой схемы совпадает с характеристикой аналогичной схемы на биполярных транзисторах (см. описание схемы 5.4).

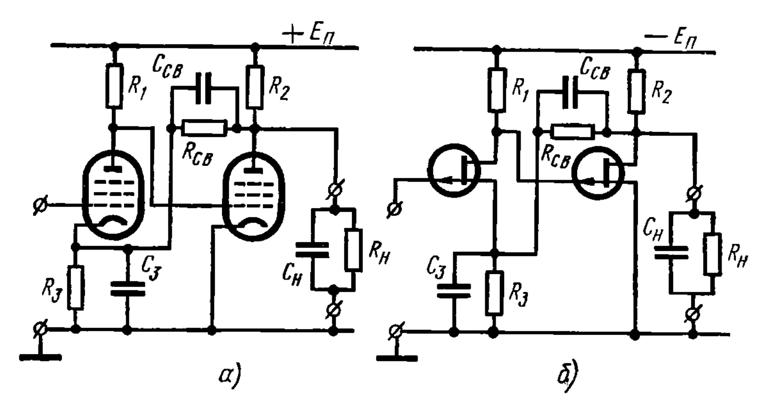


Рис. 5.16. Принципиальная схема усилительной секции с общей отрицательной обратной связью по напряжению (вспомогательные цепи не показаны):

а — вариант схемы на лампах; *б* — вариант схемы на полевых транзисторах

Процесс установления в схеме в зависимости от глубины общей обратной связи может быть колебательным или монотонным.

Делитель в цепи обратной связи ($R_{св}$, $R_з$) выполняется обычно компенсированным (постоянные времени $\tau_{св}$ и $\tau_з$ выбираются одинаковыми). При выборе постоянной времени в цепи катода (истока), равной постоянной времени выходной цепи первого каскада ($\tau_з = \tau_1$),

---

* См. описание схем 5.4 и 5.9.

сопутствующая общей обратной связи отрицательная обратная связь по току (в первом каскаде) не вызывает уменьшения добротности схемы. Если сопротивление резистора в цепи катода (истока) достаточно мало и $SR_з \ll 1$, то в этом случае можно не вводить в схему конденсаторов $C_{св}$ и $C_з$ (добротность схемы снижается незначительно, примерно в $1 + SR_з$ раз).

Приведенные далее расчетные соотношения не учитывают влияния на параметры секции прямого прохождения сигнала. Последнее мало при условии, что $SR_1 \gg \frac{R_з}{R_з + R_{св}}$, которое в большинстве случаев выполняется.

Выражения переходных характеристик для схемы 5.13 совпадают, с приведенными в описании схемы 5.9.

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{S^2 n R_2'^2}{\gamma_0}$,

где $n = \frac{R_1}{R_2'}$, $R_2' = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н}$.

Время установления $t_у = t_у' \tau_э''' \tau_1$.

Глубина общей отрицательной обратной связи по напряжению

$$\gamma_0 = 1 + S\beta_0 R_{св} + S^2 \beta_0 R_1 R_2' + \frac{R_2'}{R_з} \beta_0 \gamma_1.$$

Глубина отрицательной обратной связи по току

$$\gamma_1 = 1 + SR_з.$$

Коэффициент передачи цепи общей обратной связи (при $\tau_{сэ} = \tau_з$)

$$\beta_0 = \frac{R_з}{R_з + R_{св}}.$$

Выброс

$$\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4 - b^2}}}.$$

Коэффициент

$$b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{1}{\gamma_0}\left[1 + (1 + S\beta_0 R_{сэ})\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{R_2'\beta_0}{R_з}\left(\gamma_1 + \frac{\tau_з}{\tau_1}\right)\right],$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma_0}\left(\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{R_2'\beta_0}{R_з} \cdot \frac{\tau_з}{\tau_1}\right)}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = C_1 R_1, \quad \tau_2 = C_2 R_2', \quad \tau_3 = C_3 R_3, \quad \tau_{св} = C_{св} R_{св}.$$

Общая емкость нагрузки каскадов секции

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{вых.\,л} + C_{вх.\,л} + C_{м1}, \\ C_2 &= C_{вых.\,л} + C_{н} + C_{м2}, \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{си} + C_{зи} + C_{зс}\left(2 + SR_2'\right), \\ C_2 &= C_{си} + C_{зс} + C_{н}. \end{aligned}\right\} \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{C_{вх.\,л}}{\gamma_0} + C_{м} \quad \text{(секция на лампах)},$$

$$C_{вх} = \frac{C_{зи}}{\gamma_0} + C_{зс}\left(1 + \frac{SR_1}{\gamma_0}\right) \quad \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Обобщенное время установления $t_у'$ и выброс δ при $b < 2$ определяются с помощью графиков рис. 5.2 (выброс можно найти также по приведенной формуле). При $b \geqslant 2$ $t_у'$ определяют по формуле Элмора

$$t_у' = 2{,}2\sqrt{b^2 - 2}.$$

Примерный порядок расчета

1. Задаваясь глубиной общей отрицательной обратной связи γ_0, отношением сопротивлений нагрузки n и исходя из требуемого коэффициента усиления K_0, определяют R_2', R_1 и R_2:

$$R_2' = \sqrt{\frac{K_0 \gamma_0}{S^2 n}}, \quad R_1 = nR_2', \quad R_2 = \frac{R_{н} R_2'}{R_{н} - R_2'}.$$

2. Задаваясь сопротивлением резистора R_3 в цепи катода (истока) порядка $0{,}1 \div 0{,}3\ R_1$, находится γ_1.

3. Исходя из выражений γ_0 и β_0 определяют сопротивление резистора в цепи обратной связи

$$R_{св} = \frac{S^2 R_1 R_2' R_3 + R_2' \gamma_1 - (\gamma_0 - 1) R_3}{\gamma_0 - \gamma_1}.$$

4. Определяются емкости нагрузки каскадов C_1, C_2 и далее прстоянные времени τ_1 и τ_2.

5. Принимая $\tau_{св} = \tau_3 = \tau_1$, находят $C_{св}$ и C_3:

$$C_{св} = \frac{\tau_1}{R_{св}}, \quad C_3 = \frac{\tau_1}{R_3}.$$

6. Определяются коэффициент передачи цепи обратной связи β_0, безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и далее коэффициент b.

7. Находятся выброс δ, обобщенное время установления $t_у'$ и время установления $t_у$.

Схема 5.14 * (рис. 5.17)

Комбинированная усилительная секция типа общий исток — общий сток

Большая проходная емкость затвор — сток полевого транзистора (примерно на два порядка бóльшая проходной емкости сетка — анод пентода) обусловливает значительную входную динамическую емкость каскада, выполненного по схеме с общим истоком. Кроме того, крутизна характеристики тока стока существенно меньше крутизны характеристики анодного тока лампы и на один-два порядка меньше крутизны характеристики коллекторного тока биполярного транзистора. Из этого следует, что добротность каскада усиления на полевом транзисторе, определяемая отношением S/C, (C — общая емкость нагрузки в цепи стока, включающая также и входную емкость следующего каскада), значительно меньше добротности как каскада на лампе, так и каскада на биполярном транзисторе. Указанное затрудняет проектирование усилителя с одинаковыми каскадами, если он предназначается для усиления достаточно коротких импульсов.

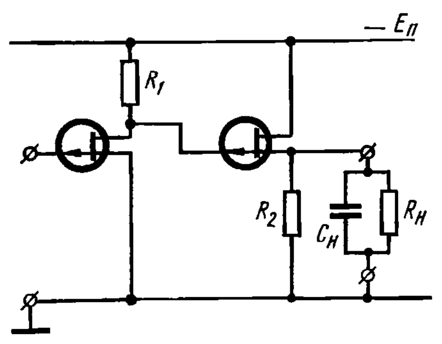


Рис. 5.17. Принципиальная схема комбинированной усилительной секции типа общий исток — общий сток (вспомогательные цепи не показаны)

Возможности усиления коротких импульсов расширяются при использовании в усилителе комбинированных усилительных секций типа общий исток — общий сток. При малой входной емкости истокового повторителя предшествующий каскад усиливает импульсные сигналы с меньшим искажением их фронтов. Кроме того, из-за низкого выходного сопротивления стокового повторителя его выходная цепь будет характеризоваться относительно малой постоянной времени, несмотря на большую входную емкость следующего усилительного каскада (или, например, следующей такой же усилительной секции). Следовательно, истоковый повторитель не будет значительно увеличивать длительность фронта усиливаемых импульсов.

Таким образом, замена в усилителе последовательности одинаковых каскадов последовательностью, в которой каскады усиления чередуются с истоковыми повторителями (т. е. последовательностью

* См. описание схемы 5.9.

комбинированных секций), позволяет ослабить влияние входной динамической емкости и уменьшить время установления усилителя.

Процесс установления в схеме 5.14 может быть колебательным (при $b > 2$) или монотонным (при $b \geqslant 2$). Выражения переходных характеристик совпадают с приведенными в описании схемы 5.9.

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{S^2 R_1 R_2'}{\gamma}$,

где $$R_2' = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н}, \quad \gamma = 1 + SR_2'.$$

Время установления

$$t_у = t_у' \, \tau_э''' \, \tau_1.$$

Выброс

$$\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4-b^2}}}.$$

Коэффициент $b = \dfrac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э'' = 1 + \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\tau_{зи}}{\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1}\right),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_2}{\tau}\left(1 + \frac{\tau_{зи}}{\tau_1}\right)}.$$

Постоянные времени

$$\tau_1 = (2C_{зс} + C_{си}) R_1, \quad \tau_{зи} = C_{зи} R_1,$$

$$\tau_2 = (C_{зи} + C_{си} + C_и) R_2'.$$

При $b \leqslant 2$ по графикам рис.5.2 определяют обобщенное время установления $t_у'$ и выброс δ. При $b \geqslant 2$ $t_у'$ определяется по формуле Элмора ($t_у' = 2{,}2\sqrt{b^2 - 2}$).

Схема 5.15 * (рис. 5.18)

Усилительная секция с взаимно корректироввнными каскадами

Характеристика лампового варианта схемы и варианта схемы на полевых транзисторах совпадает с характеристикой аналогичной схемы на биполярных транзисторах (см. описание схемы 5.6). При расчете схемы 5.15 следует придерживаться указаний, приведенных в описании усилительной секции на биполярных транзисторах. Для схемы

* См описание схемы 5.6.

5.15 действительны выражения переходной характеристики $h(t')$ $\left(\text{для схемы 5.15}\ t' = \frac{t}{\sqrt{k}\tau_2}\right)$, коэффициентов ξ, η, a, выброса δ и обобщенного времени его появления $t_э'$, имеющиеся в описании схемы 5.6.

Коэффициент усиления $K_0 = S^2nR_2^2$,
где $n = \frac{R_1}{R_2}$.

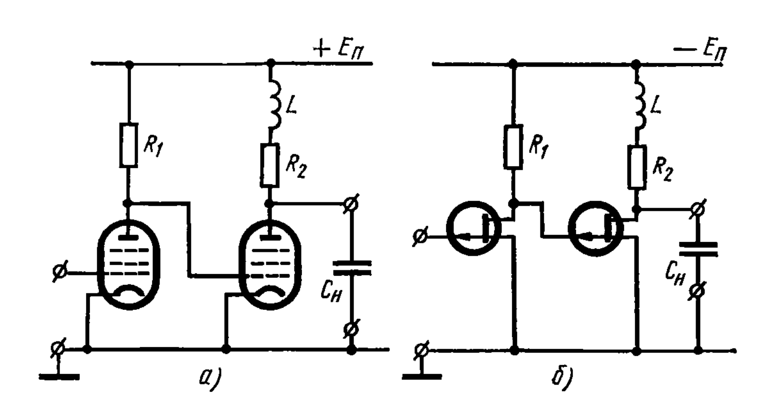


Рис. 5.18. Принципиальная схема усилительной секции с взаимно корректированными каскадами (вспомогательные цепи не показаны):
а — вариант схемы на лампах; б — вариант схемы на полевых транзисторах

Время установления $t_у = t_у' \sqrt{k}\, \tau_2$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{\tau_2 R_2}$.

Коэффициенты

$$a_0 = \sqrt{k}, \quad b = \frac{1}{\sqrt{k}}, \quad m = \frac{\tau_1}{\tau_2 \sqrt{k}}.$$

Постоянные времени

$$\left.\begin{aligned} \tau_1 &= (C_{вых.\,л} + C_{вх.\,л} + C_{м1}) R_1, \\ \tau_2 &= (C_{вых.\,л} + C_н + C_{м2}) R_2, \end{aligned}\right\} \text{(секция на лампах)},$$

$$\left.\begin{aligned} \tau_1 &= [C_{си} + C_{зи} + C_{зс}(2 + SR_2)] R_1, \\ \tau_2 &= (C_{си} + C_{зс} + C_н) R_2. \end{aligned}\right\} \text{(секция на полевых транзисторах)}.$$

Индуктивность корректирующей катушки $L = k\tau_2 R_2$.

Схема 5.16* (рис. 5.19)

Схема коррекции параметров входного сигнала с экспоненциальным фронтом

Коррекция параметров импульсного сигнала, действующего на входе усилителя на лампах или на полевых транзисторах, выполняется в общем так же, как и в случае, когда сигнал действует на входе усилителя на биполярных транзисторах (см. описание схемы 5.8).

При определении выброса δ и обобщенного времени установления $t_у'$ следует руководствоваться указаниями, приведенными в описании схемы 5.6. При этом следует учесть, что для схемы 5.16

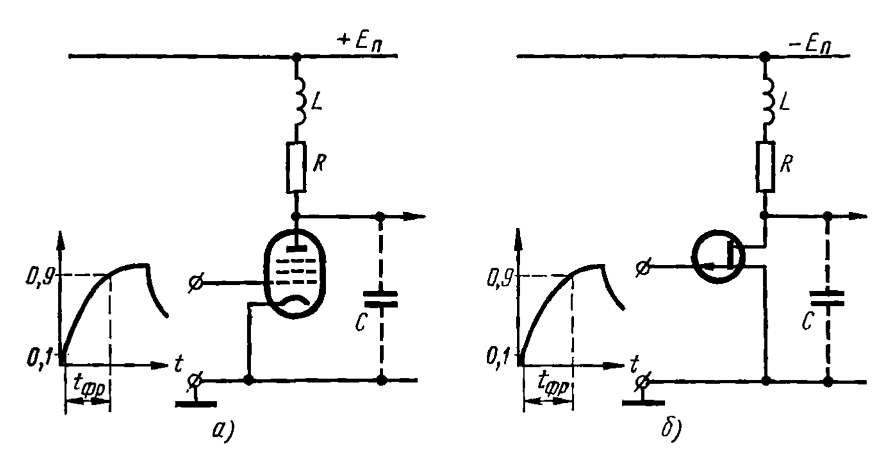


Рис. 5.19. К расчету схемы коррекции параметров входного сигнала с экспоненциальным фронтом:

а — принципиальная схема корректирующего каскада на лампе; б — принципиальная схема корректирующего каскада на полевом транзисторе (вспомогательные цепи не показаны)

обобщенное время, в функции которого представлена приведенная в описании схемы 5.6 переходная характеристика $h(t')$, определяется выражением

$$t' = \frac{t}{\tau_2\sqrt{k}},$$

где $\tau_2 = CR$.

Параметр τ_1 определяют исходя из длительности фронта экспоненциального импульса $t_{фр}$ на входе усилителя, а сопротивление резистора R — из выбранного отношения $n = \tau_1/\tau_2$ $(n = 2 \div 5)$. Далее приводятся соответствующие расчетные формулы (в дополнении к общим формулам, которые даны в описании схемы 5.6).

Коэффициент усиления $K_0 = SR$.

Время установления $t_у = t_у' \tau_2\sqrt{k}$.

Коэффициент коррекции $k = \dfrac{L}{\tau_2 R}$.

---

* См. описание схем 5.6 и 5.8.

Параметр входного сигнала $\tau_1 = \frac{t_{фр}}{2,2}$.

Сопротивление нагрузки каскада $R = \frac{\tau_1}{nC}$.

Коэффициенты

$$a_0 = \sqrt{k}, \quad b = \frac{1}{\sqrt{k}}, \quad m = \frac{\tau_1}{\tau_2 \sqrt{k}}.$$

Емкость нагрузки каскада

$C = C_{вых. л} + C_{вх} + C_м$ (каскад на лампе),

$C = C_{си} + C_{зс} + C_{вх}$ (каскад на полевом транзисторе),

где $C_{вх}$ — входная емкость следующего каскада.

Индуктивность корректирующей катушки $L = k\tau_2 R$.

При расчете схемы следует, задавшись отношением n и рядом значений коэффициентов коррекции k ($k > 0,7$), которые соответствуют выбросу, превышающему 15—20%, последовательно определить τ_1 (исходя из известной длительности фронта входного импульса) C, R, τ_2, a_0, b, m и далее, используя формулы, приведенные в описании схемы 5.6, также последовательно найти ξ, η, a, $t_э'$ и δ. Обобщенное время установления $t_у'$ определяется по переходной характеристике $h(t')$, построение которой выполняется с учетом полученных значений ξ, η и a, соответствующих приемлемой величине выброса. В заключение расчета по формулам, приведенным в настоящем описании, определяются время установления $t_у$ и индуктивность корректирующей катушки L.

Схема 5.17* (рис. 5.20)

Гибридная секция типе общий сток — общий коллектор

В гибридной секции 5.17 первый и второй каскады — соответственно истоковый и эмиттерный повторители. В связи с большим входным сопротивлением истокового повторителя и малым выходным сопротивлением повторителя на биполярном транзисторе схема может рассматриваться как трансформатор (преобразователь) сопротивлений и применяться в случаях, когда требуется передать напряжение от источника с высоким внутренним сопротивлением к нагрузке, имеющей малое сопротивление. В частности укажем, что в случае, когда источник сигнала необходимо соединить с усилителем с помощью линии малого волнового сопротивления в

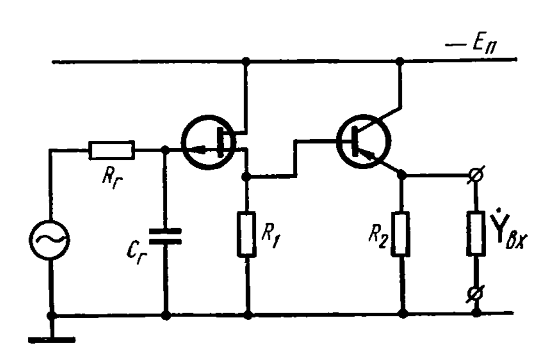


Рис. 5.20. Принципиальная схема гибридной секции типа общий сток — общий коллектор (вспомогательные цепи не показаны)

качестве предварительной целесообразно применить гибридную секцию, совместив ее с источником сигнала (рис. 5.21).

Следует отметить, что использование в качестве трансформатора сопротивлений одного истокового повторителя ограничено его относительно большим выходным сопротивлением, что обусловлено малой крутизной тока стока полевого транзистора.

Приводимые расчетные формулы не учитывают прямого прохождения сигнала через емкость затвор — исток и емкость база — эмиттер соответственно полевого и биполярного транзисторов, так как

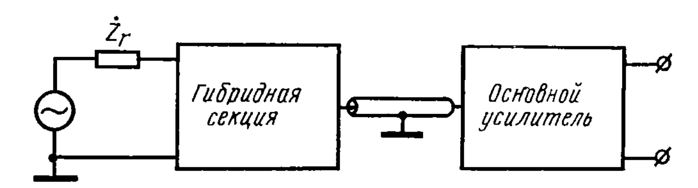


Рис. 5.21. Структурная схема усилителя с предварительной гибридной секцией, совмещенной с источником сигнала

обычно одновременно выполняются следующие два условия слабого влияния канала прямого прохождения на форму выходных импульсов:

$$1)\ C_{зи} \ll (C_г + C_{зс} + C_1)\frac{S^2 R_г R_{01}}{1 + SR_{01}}, \quad 2)\ \frac{\tau}{(g_{21} + g_{11})\, r_б} \ll \tau_2.$$

Переходный процесс в схеме определяется в основном данными входной цепи и истокового повторителя (время установления эмиттерного повторителя относительно мало). В зависимости от значения параметра b процесс установления в истоковом повторителе с учетом данных входной цепи может быть колебательным (при $b < 2$) или монотонным (при $b \geqslant 2$). Вместе с тем следует отметить, что обычно встречающимся соотношениям значений $C_г$, $C_{зс}$, $C_{зи}$, C_1 и SR_{01} соответствует монотонная переходная характеристика. При этом достаточным условием монотонности переходного процесса является выполнение следующего неравенства:

$$1 + \frac{C_{зи}}{C_1} > (1 + SR_{01})\left(1 - \frac{C_г + C_{зс}}{C_{зи}}\right).$$

Далее приведены формулы для расчета основных параметров гибридной секции для случая, когда секция нагружена на входную проводимость реостатного усилительного каскада с общим эмиттером, не содержащего цепи обратной связи и имеющего коэффициент усиления K_0. Предполагается, что транзистор усилительного каскада имеет в рабочей точке такие же параметры, как и транзистор эмиттерного повторителя.

Коэффициент передачи гибридной секции $K_п = K_{п1} K_{п2}$.

Коэффициент передачи входной цепи и истокового повторителя

$$K_{п1} = \frac{S R_{01}}{\gamma},$$

где $\gamma = 1 + SR_{01}$.

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя

$$K_{п2} = (g_{21} + g_{11}) R_{02}.$$

Время установления при $b < 2$

$$t_у = \sqrt{\left(t_у' \tau_э''' \tau_1 \right)^2 + (2{,}2\,\tau_2)^2},$$

где $t_у'$ определяется по графику рис. 5.2.

Время установления при $b \geqslant 2$

$$t_у = 2{,}2 \sqrt{\left[\tau_г + \tau_2 + \frac{1}{\gamma}\left(\tau_1 + \tau_{зи} + \tau_{зи}\frac{R_г}{R_{01}}\right)\right]^2 + \ldots}$$

$$\overline{\ldots + \frac{2}{\gamma}\left[\tau_г \tau_2 + \tau_{зи}\left(\tau_г + \tau_1 \frac{R_г}{R_{01}}\right) + \frac{1}{\gamma}\left(\tau_1\tau_2 + \tau_{зн}\tau_2 + \tau_{зи}\tau_2 \frac{R_г}{R_{01}}\right)\right]}.$$

Выброс

$$\delta = e^{-\frac{\pi b}{\sqrt{4-b^2}}}.$$

Эквивалентные сопротивления

$$R_{01} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ст\,1}} + g_{11}(1 - K_{п2})},$$

$$R_{02} = \frac{1}{g_{21} + 2g_{11} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{ст\,2}}},$$

где $R_{ст1}$ — входное сопротивление схемы стабилизации эмиттерного повторителя (аналогичное сопротивление для каскада на полевом транзисторе обычно достаточно велико и при расчете его можно не учитывать); $R_{ст2}$ — входное сопротивление схемы стабилизации нагружающего каскада.

Коэффициент $b = \dfrac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Эквивалентные безразмерные постоянные времени

$$\tau_э'' = \frac{\tau_г}{\tau_1} + \frac{1}{\gamma}\left[1 + \frac{\tau_{зн}}{\tau_1}\left(1 + \frac{R_г}{R_{01}}\right)\right],$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\tau_{зи}}{\tau_1}\left(\frac{\tau_г}{\tau_1} + \frac{R_г}{R_{01}}\right)}.$$

Постоянные времени:

$$\tau_1 = C_1 R_{01}, \quad \tau_г = (C_г + C_{зс}) R_г, \quad \tau_{зи} = C_{зи} R_{01},$$

$$\tau_2 = \tau_i + \tau_s + \tau\left(\frac{2R_{02}}{r_б} + \frac{R_{02}}{R_2} + \frac{R_{02}}{R_{ст\,2}}\right),$$

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{02}, \quad \tau_s = (K_0 - 1) C_к R_{02}.$$

Общая емкость нагрузки истокового повторителя

$$C_1 = C_{си} + K_{п2} C_к + (1 - K_{п2}) \frac{\tau}{r_б}.$$

Рис. 5.18* (рис. 5.22)

Гибридная усилительная секция типа общий сток — общий эмиттер

В гибридной усилительной секции первый каскад выполнен по схеме с общим стоком. Большое входное сопротивление и малая входная емкость каскада на полевом транзисторе, свойственные указан-

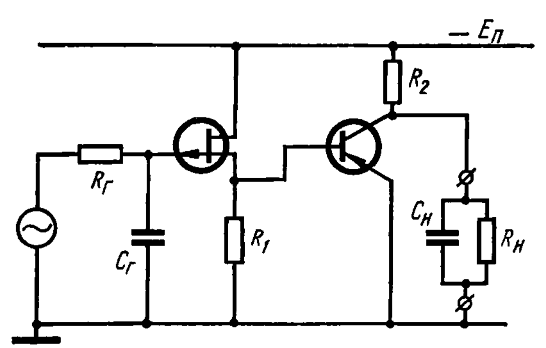


Рис. 5.22. Принципиальная схема гибридной усилительной секции типа общий сток — общий эмиттер (вспомогательные цепи не показаны)

ной схеме включения, позволяют существенно улучшить параметры входной цепи при источнике, обладающем относительно большим внутренним сопротивлением. Второй усилительный каскад, благодаря использованию в нем биполярного транзистора, характеризуется относительно высокой добротностью, примерно на порядок большей, чем у каскада на полевом транзисторе.

В рассматриваемой схеме, как и в схеме 5.17, при обычно встречающихся сочетаниях параметров элементов секции процесс установления носит монотонный характер. Условие монотонности переходной характеристики указывается далее.

Прямое прохождение сигнала на выход секции через емкость затвор — исток полевого и проводимость база — коллектор биполяр-

* См. описание схемы 5.17

ного транзисторов оказывает лишь слабое влияние на параметры выходного сигнала и приводимыми расчетными формулами не учитывается.

Коэффициент усиления $K_0 = K_п K_{02}$.

Коэффициент передачи входной цепи и истокового повторителя

$$K_п = \frac{SR_{01}}{\gamma},$$

где $\gamma = 1 + SR_{01}$.

Коэффициент усиления второго каскада $K_{02} = g_{21}R_{02}$.

Условие монотонности переходного процесса (истоковый повторитель и входная цепь)

$$[C_{зи} + \gamma (C_г + C_{зс})] \sqrt{\frac{R_г}{R_{01}}} + (C_1 + C_{зи}) \sqrt{\frac{R_{01}}{R_г}} \geqslant$$

$$\geqslant 2 \sqrt{\gamma C_{зи} (C_г + C_{зс} + C_1)}$$

Достаточное условие монотонности переходного процесса (при любом отношении $R_г/R_{01}$)

$$1 + \frac{C_{зи}}{C_1} > (1 + SR_{01}) \left(1 - \frac{C_г + C_{зс}}{C_{зи}}\right).$$

Время установления (при монотонном переходном процессе)

$$t_у = 2{,}2 \sqrt{\left[\tau_г + \tau_2 + \frac{1}{\gamma}\left(\tau_1 + \tau_{зи} + \tau_{зи}\frac{R_г}{R_{01}}\right)\right]^2 + \ldots}$$

$$\ldots \overline{+ \frac{2}{\gamma}\left[\tau_г \tau_2 + \tau_{зи}\left(\tau_г + \tau_1 \frac{R_г}{R_{01}}\right) + \frac{1}{\gamma}\left(\tau_1\tau_2 + \tau_{зи}\tau_2 + \tau_{зи}\tau_2 \frac{R_г}{R_{01}}\right)\right]}.$$

Эквивалентные сопротивления нагрузки каскадов секции

$$R_{01} = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ст}}},$$

$$R_{02} = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н},$$

где $R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации каскада на биполярном транзисторе.

Постоянные времени:

$$\tau_г = (C_г + C_{зс}) R_г, \qquad \tau_1 = C_1 R_{01},$$

$$\tau_2 = \tau_i + \tau + \tau_н, \qquad \tau_{зи} = C_{зи} R_{01},$$

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_{02}, \qquad \tau_н = C_н R_{02}.$$

Общая емкость нагрузки истокового повторителя

$$C_1 = C_{си} + \frac{\tau}{r_б} + K_{02} C_к.$$

§ 5.3. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНЫХ БЛОКОВ

Промежуточные каскады усилителя или промежуточные усилительные секции часто представляется удобным выполнить одинаковыми. В связи с этим в настоящем разделе рассматривается методика определения основных параметров усилительного блока, под которым понимается последовательность одинаковых каскадов или усилительных секций [43].

Определение параметров блока приводится для случая, когда нормированная операторная характеристика отдельного каскада или усилительной секции описывается выражением $F(p) = \frac{1+ap}{1+bp+p^2}$, а обобщенное время установления t_y' и выброс δ соответственно находятся по коэффициентам a и b с помощью графиков рис. 4.13 и 4.14 или рис. 5.2 (графики рис. 5.2 соответствуют частному случаю, когда $a = 0$). К достаточно большому кругу схем, операторные характеристики которых приводятся к указанному обобщенному выражению, относятся схемы: 4.2 и 4.4 из § 4.1; 4.13 и 4.14 из § 4.3; 5.1, 5.2 (только для частного случая $\tau_{св} = \tau$), 5.3 (только для частных случаев $\tau_L = \tau_2$ и $\tau_L = \tau_1$) и 5.4 из § 5.1; 5.9, 5.10 (только для частных случаев $\tau_{св} = \tau_2 = \frac{\tau_1}{1+SR_1}$ и $\tau_{св} = \tau_1 = \frac{\tau_2}{1+SR_2'}$), 5.12, 5.13 и 5.14 из § 5.2.

Графики t_y' и δ усилительного блока приводятся для $n = 2$, 3 и 4, где n — число каскадов или усилительных секций в блоке. Гра-

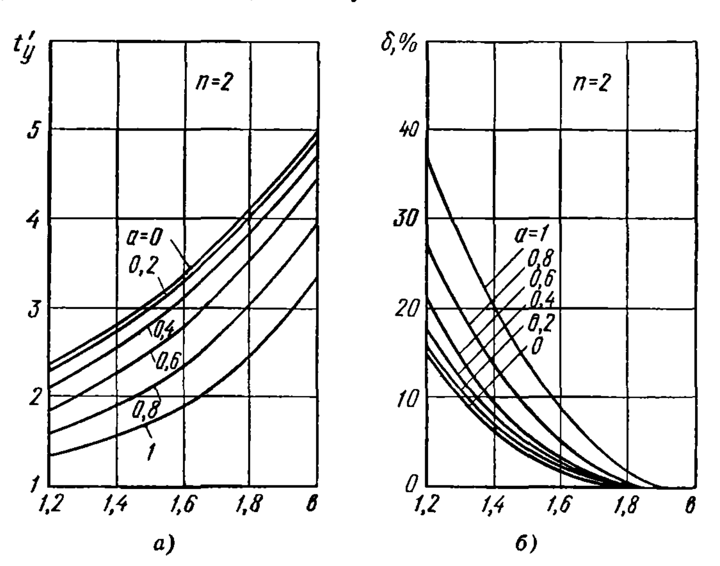


Рис. 5.23. К расчету основных параметров усилительного блока, содержащего два одинаковых каскада или секции:
a — графики зависимости обобщенного времени установления t'_y от коэффициента b при разных коэффициентах a; $б$ — графики зависимости выброса δ от коэффициента b при разных коэффициентах a

фики рис. 5.23, 5.24 и 5.25 указывают значения t_y' и δ для случаев колебательного ($b < 2$) и граничного ($b = 2$) процессов установления.

С помощью графиков по коэффициентам a и b легко находятся t_y' и δ. Время установления блока t_y определяется по той же формуле, по которой находится время установления отдельного каскада или

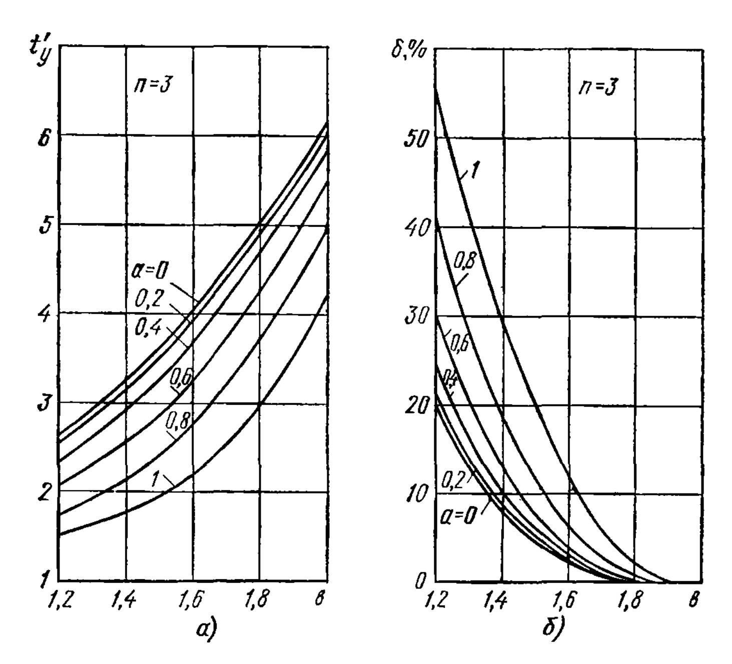


Рис. 5.24. К расчету основных параметров усилительного блока, содержащего три одинаковых каскада или секции:
а — графики зависимости обобщенного времени установления t'_y от коэффициента b при разных коэффициентах a; *б* — графики зависимости выброса δ от коэффициента b при разных коэффициентах a

усилительной секции с тем отличием, что в нее подставляется значение t_y', соответствующее предполагаемому числу n каскадов или секций.

Следует отметить, что с помощью приведенных графиков можно с достаточной точностью установить основные параметры усилительного блока. Расчет же по формуле (1.3) квадратичного суммирования времен установления при $b < 2$, особенно в случае, когда имеется большой выброс в переходной характеристике отдельного каскада или секции, приводит к значительной ошибке. При $b > 2$ и монотонной переходной характеристике время установления усилительного блока определяют по формуле квадратичного суммирования.

Основные параметры усилительного блока с двумя каскадами или с двумя усилительными секциями, можно определить как с помощью графиков рис. 5.23, так и воспользовавшись следующими формулами, которые являются результатом аппроксимации функций $t_y' = \varphi_1(a, b)$

и $\delta = \varphi_2(a, b)$, рассматриваемых в области $0 \leqslant a \leqslant 1$, $1{,}2 \leqslant b \leqslant 2$ [27]:

$$t'_у = k e^{mb} + c,$$

$$\delta = \xi e^{-\eta \sqrt{\frac{b}{4-b^2}}},$$

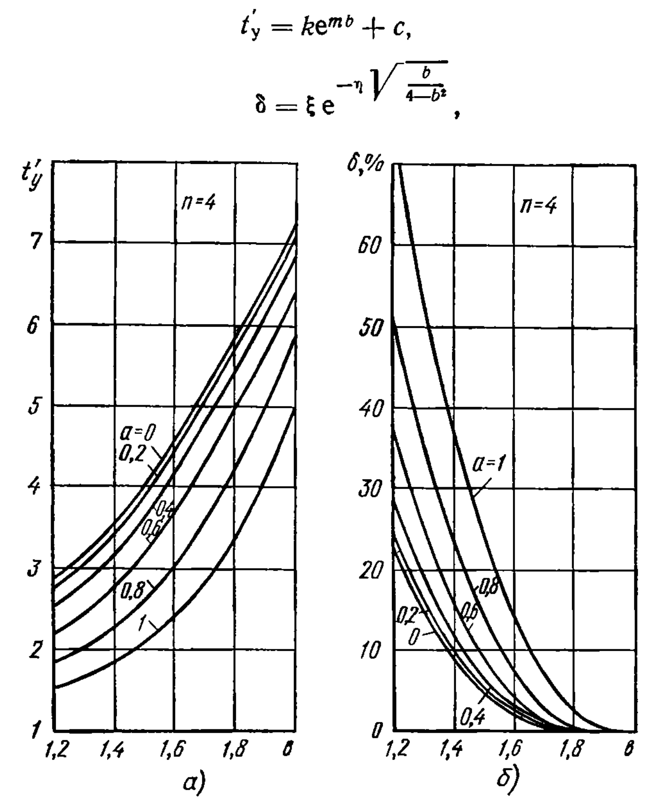


Рис. 5.25. К расчету основных параметров усилительного блока, содержащего четыре одинаковых каскада или секции:

а — графики зависимости обобщенного времени установления $t'_у$ от коэффициента *b* при разных коэффициентах *a*; *б* — графики зависимости выброса δ от коэффициента *b* при разных коэффициентах *a*

где

$$k = \frac{0{,}743 \cos(0{,}5 + 0{,}9a)}{1 + 3{,}5\,a^3}, \quad m = 0{,}998 + 1{,}234\,a^2,$$

$$c = 0{,}169 + 0{,}742a, \quad \xi = 8 - 2a,$$

$$\eta = 5{,}84 \cos(0{,}1 + 0{,}7a).$$

Погрешность формулы обобщенного времени установления не превышает 3%, а абсолютная погрешность при определении выброса менее 0,005.

Выражения переходных характеристик $h(t')$ при колебательном процессе установления ($b < 2$) и числе каскадов или усилительных

секций $n \geqslant 2$ достаточно сложны [43]. Далее приведены формулы $h(t')$, соответствующие случаю критического режима ($b = 2$) при числе каскадов (секций) $n = 2 \div 4$:

а) $n = 2$

$$h(t') = 1 - e^{-t'}\left[1 + t' + (1 - a^2)\frac{t'^2}{2!} + (1 - a)^2\frac{t'^3}{3!}\right].$$

б) $n = 3$

$$h(t') = 1 - e^{-t'}\left[1 + t' + \frac{t'^2}{2!} + (1 - a^3)\frac{t'^3}{3!} + (1 - 3a^2 + 2a^3)\frac{t'^4}{4!} + \right.$$
$$\left. + (1 - a)^3\frac{t'^5}{5!}\right].$$

в) $n = 4$

$$h(t') = 1 - e^{-t'}\left[1 + t' + \frac{t'^2}{2!} + \frac{t'^3}{3!} + (1 - a^4)\frac{t'^4}{4!} + (1 - 4a^3 + \right.$$
$$\left. + 3a^4)\frac{t'^5}{5!} + (1 - 6a^2 + 8a^3 - 3a^4)\frac{t'^6}{6!} + (1 - a)^4\frac{t'^7}{7!}\right].$$

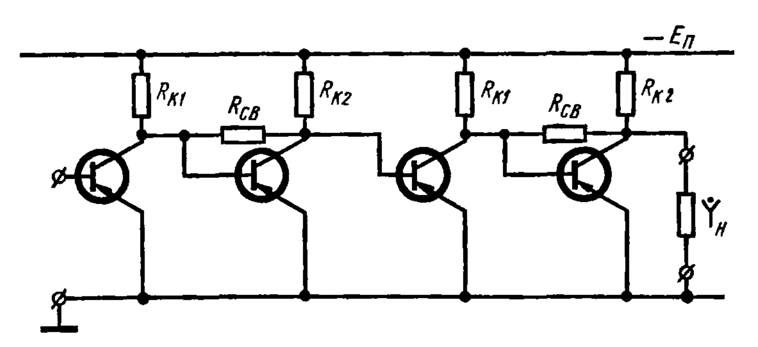


Рис. 5.26. Принципиальная схема усилительного блока (вспомогательные цепи не показаны)

Пример 5. 3. Определить основные параметры усилительного блока на биполярных транзисторах, содержащего две секции, выполненные по схеме с параллельной активной отрицательной обратной связью по напряжению (см. рис. 5.26). Необходимые для расчета блока данные секции взять из примера 5.1 (см. табл. 5.1), полагая глубину обратной связи $\gamma = 2$. Проводимость нагрузки блока $\dot{Y}_н$ считать равной входной проводимости секции. Кроме того, известно, что коэффициент усиления секции $K_{0с} = 100$, постоянная времени транзистора $\tau = 0{,}007$ мкс. Для схемы с параллельной активной обратной связью по напряжению коэффициент $a = 0$.

Из табл. 5.1 имеем: $\tau_э''' = 4{,}95$, $b = 1{,}52$.

По графикам рис. 5.23, учитывая, что $a = 0$, находим $t_у' = 3{,}23$ и $\delta = 2{,}8\%$.

Определяем коэффициент усиления

$$K_0 = K_{0c}^2 = 100^2 = 10^4.$$

Находим время установления

$$t_у = t'_у\, \tau'''_э\, \tau = 3{,}23 \cdot 4{,}95 \cdot 7 \cdot 10^{-3} \approx 1{,}12 \cdot 10^{-1} \text{ мкс}.$$

§ 5.4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Пример 5.4. Рассчитать усилитель импульсных сигналов на биполярных транзисторах. Усилитель работает на емкостную нагрузку 20 пФ. Внутренняя проводимость источника сигнала $g_г = 0{,}02$ См $\left(R_г = \dfrac{1}{g_г} = 50 \text{ Ом}\right)$. Параметры усиливаемых импульсов на входе усилителя: амплитуда $U_{вх} = 1$ мВ, длительность $t_и = 1$ мкс, форма прямоугольная. Предполагается, что импульсы следуют с большой скважностью. Коэффициент усиления $K = 6000$ (амплитуда импульса на выходе усилителя $U_{вых} = 6$ В). Полярность выходных импульсов положительная. Допустимые искажения: время установления фронта импульса $t_у = 0{,}1$ мкс, выброс $\delta < 6\%$, спад плоской вершины импульса $\Delta < 3\%$. Напряжение источника питания $E_п = -10$ В. Усилитель предназначен для эксплуатации в условиях возможных изменений температуры окружающей среды $t = +20 \div +60°$ С.

Из технических условий на проектируемый усилитель следует, что к нему не предъявляются требования, которые предполагали бы особый подход к его расчету. Поэтому будем придерживаться общего порядка проектирования усилителя. Вначале, после выбора типа транзистора для выходного и предварительных каскадов усиления, рассчитываем выходной каскад (выбор режима работы, выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки, выбор схемы коррекции, расчет основных параметров выходного каскада) и входную цепь усилителя (коэффициент передачи и время установления фронта импульса). Далее найдем общий коэффициент усиления и общее время установления предварительных каскадов и по этим данным число каскадов (ориентировочно). Проектирование усилителя завершим выбором схемы коррекции каскадов, определением основных параметров отдельных предварительных каскадов усиления и расчетом вспомогательных цепей. При необходимости произведем уточнение расчета.

Выбор типа транзистора для выходного и предварительных каскадов усилителя

Транзистор для выходного каскада выбираем, исходя из заданной амплитуды импульса напряжения на нагрузке усилителя ($U_{вых} = 6$ В) и времени установления усилителя ($t_у = 0{,}1$ мкс). Указанным требованиям удовлетворяет транзистор типа П403, имеющий $E_{к\,max} = -10$ В ($E_{к\,max} > U_{вых}$) и $f_г = 120$ МГц. Для максимальной частоты генерации этого транзистора выполняется условие (2.21):

$$f_\Gamma \geqslant \sqrt{\frac{3}{8\pi r_б C_к t_у}} = \sqrt{\frac{3}{8\pi \cdot 40 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}} \cdot 10^{-6} = 77 \text{ МГц}.$$

Этот же транзистор выбираем для использования в предварительных каскадах усиления в типовом режиме ($I_{ко}$ = 5 мА, $E_{ко}$ = —5В). Его низкочастотные и высокочастотные параметры в этом режиме: g_{21} = 80 мА/В, g_{11} = 0,0015 См, $r_б$ = 40 Ом, $C_к$ = 5 пФ, τ = = 0,007 мкс.

Выбор режима и расчет выходного каскада. Режим выходного каскада выбираем с помощью входной и выходных характеристик

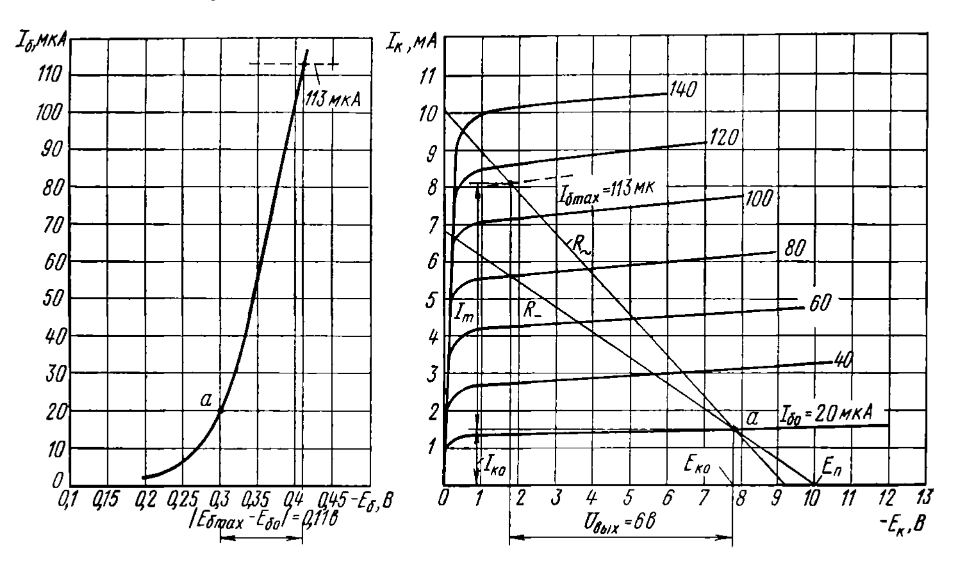


Рис. 5.27. К выбору режима работы выходного каскада

транзистора П403 (рис. 5.27). Учитывая, что усилитель имеет емкостную нагрузку, сопротивление нагрузки по переменному току будет определяться только сопротивлением резистора $R_к$ в цепи коллектора. Так как импульс напряжения на нагрузке усилителя должен иметь положительную полярность, выбираем положение рабочей точки при $E_{ко}$ = —7,8 В и $I_{ко}$ = 1,5 мА, что соответствует току базы $I_{бо}$ = 20 мкА. При этом рабочая точка будет расположена в начале изгиба входной характеристики при $E_{бо}$ = —0,3 В. Через рабочую точку из точки $E_к = E_п$ проводим нагрузочную прямую для постоянного тока (статическую линию нагрузки). Ее наклон соответствует общему сопротивлению постоянному току в цепях эмиттера и коллектора, равному (рис. 5.27):

$$R_- = \frac{|E_п|}{I_к} = \frac{10}{6,8 \cdot 10^{-3}} = 1470 \text{ Ом},$$

где $I_к$ — ток, соответствующий точке пересечения нагрузочной прямой с осью ординат.

Наклон нагрузочной прямой для переменного тока выбираем так, чтобы при заданной амплитуде импульса на выходе усилителя (6 В) транзистор использовался бы достаточно хорошо по допускаемой им амплитуде тока с учетом возможного смещения рабочей точки при изменении температуры (см. § 3.1). При этом время установления выходного каскада будет близко к минимальному.

Определяем сопротивление резистора $R_к$ по наклону нагрузочной прямой для переменного тока

$$R_к = \frac{|E_к|}{I_к} = \frac{9,2}{10,1 \cdot 10^{-3}} = 910 \text{ Ом},$$

где $E_к$ и $I_к$ — напряжение и ток, соответствующие точкам пересечения нагрузочной прямой для переменного тока с осями координат.

Определяем сопротивление резистора в цепи эмиттера (фильтрующую ячейку в цепи коллектора транзистора выходного каскада не предусматриваем):

$$R_э = R_- - R_к = 1470 - 910 = 560 \text{ Ом}.$$

Находим коэффициент усиления выходного каскада, предварительно определив по входной характеристике амплитуду импульса $|E_{б\,max} - E_{бo}|$ на его входе:

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{|E_{б\,max} - E_{бo}|} = \frac{6}{0,11} \approx 54.$$

Выбираем схему температурной стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току (эмиттерную схему стабилизации). Допустимое изменение тока коллектора $\Delta I_{кo}$ примем равным 1 мА. Имея в виду, что для транзистора П403 при $t = 20° С$ обратный ток коллектора $I_{кo}^*$ равен 5 мкА (предельное значение), определяем изменение обратного тока коллектора (воспользовавшись табл. 3.1) при заданном возможном изменении температуры окружающей среды $\Delta t = t_{max} - 20° = 60° - 20° = 40° С$:

$$\Delta I_{к0}^* = I_{к0}^* \psi(\Delta t) = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 20,76 \cdot 10^3 = 0,104 \text{ мА}.$$

Находим коэффициент нестабильности:

$$N_s = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}^*} = \frac{1}{0,104} = 9,6.$$

Определяем коэффициент усиления по току α_0, входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, сопротивления резисторов R_1 и R_2 делителя в цепи базы и ток делителя (при расчете используем данные, полученные при выборе режима транзистора: $I_{кo} = 1,5$ мА, $I_{бo} = 20$ мкА, $E_{бo} = -0,3$ В):

$$\alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{21} + g_{11}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{80 \cdot 10^{-3} + 0,0015} \approx 0,98,$$

$$R_{ст} = R_э \frac{N_s - 1}{1 - N_s(1 - \alpha_0)} = 560 \frac{9,6 - 1}{1 - 9,6\,(1 - 0,98)} \approx 6,0 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} \cdot I_{б0}} =$$

$$= 6{,}0 \cdot 10^3 \frac{10 \cdot 10^{-3}}{10 - 0{,}3 - (1{,}5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}) 560 - 6{,}0 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \approx$$

$$\approx 6{,}9 \text{ кОм}$$

(ближайший номинал 6,8 кОм),

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{6{,}8 \cdot 6{,}0}{6{,}8 - 6{,}0} = 51 \text{ кОм},$$

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} = \frac{0{,}3 + (1{,}5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}) \cdot 560}{6{,}8 \cdot 10^3} \cdot 10^3 \approx 0{,}17 \text{ мА}.$$

Как следует из расчета, $I_д \ll I_{к0}$.

Переходим к расчету основных параметров выходного каскада (кроме коэффициента усиления, который определен ранее).

Проверим, можно ли выполнить каскад некорректированным. Как следует из рис. 5.27, точка с координатами $I_{к0} + I_m/2$ и $E_{к0} - U_{вых}/2$, соответствующая середине рабочего участка прямой нагрузки для переменного тока, достаточно близка к точке $I_к = 5$ мА и $E_к = -5$В, для которой указаны усредненные низкочастотные и высокочастотные параметры транзистора (см. приложение 1). Поэтому необходимости в пересчете параметров не возникает.

Учитывая, что $g_{22} \ll \frac{1}{R_к}$, влиянием параметра g_{22} пренебрегаем, при этом $R_0 = R_к = 910$ Ом.

Определяем постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 910 \cdot 10^6 \approx$$

$$\approx 0{,}019 \text{ мкс},$$

$$\tau_н = C_н R_0 = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 910 \cdot 10^6 \approx 0{,}018 \text{ мкс}.$$

Находим эквивалентную постоянную времени:

$$\tau_э = \tau_i + \tau_н + \tau = 0{,}019 + 0{,}018 + 0{,}007 = 0{,}044 \text{ мкс}.$$

Рассчитываем время установления:

$$t_у = 2{,}2\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}044 \approx 0{,}097 \text{ мкс}.$$

Время установления оказалось близким к заданному общему времени установления усилителя, поэтому в выходной каскад необходимо ввести коррекцию. Выбираем параллельную схему коррекции (схема 4.2) и производим ее расчет (придерживаемся рекомендованного в описании схемы порядка расчета).

Учитывая, что низкочастотным параметром g_{22} можно пренебречь (при этом $R_0 = R$), выражения безразмерных эквивалентных постоянных времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ упрощаются и принимают вид

$$\tau_э'' = 1 + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_i}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau}\right)}.$$

Определяем отношения постоянных времени $\frac{\tau_н}{\tau}$ и $\frac{\tau_i}{\tau}$ (в данном случае, как и при расчете некорректированиого каскада, $\tau_i = 0{,}019$ мкс, $\tau_н = 0{,}018$ мкс):

$$\frac{\tau_i}{\tau} = \frac{0{,}019}{0{,}007} = 2{,}72, \qquad \frac{\tau_н}{\tau} = \frac{0{,}018}{0{,}007} = 2{,}57.$$

Задаемся $\delta = 1\%$ и по графику рис. 4.14 находим (приближенно) $b = 1{,}7$. Имея в виду, что $b = \tau_э''/\tau_э'''$, решаем уравнение $\tau_э'' = b\tau_э'''$ относительно τ_L/τ, подставляя в него приведенные упрощенные выражения $\tau_э''$ и $\tau_э'''$. Решение уравнения представится в виде

$$\frac{\tau_L}{\tau} = \frac{\left(1 + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau}\right)^2 - \left(\frac{\tau_i}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau}\right) b^2}{\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau}\right) b^2} =$$

$$= \frac{(1 + 2{,}57 + 2{,}72)^2 - \left(2{,}72 \cdot \frac{1}{1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40} + 2{,}57\right) \cdot 1{,}7^2}{(2{,}57 + 2{,}72) \cdot 1{,}7^2} = 1{,}98.$$

Определяем безразмерную эквивалентную постоянную времени $\tau_э'''$ и коэффициент a:

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_i}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_i}{\tau}\right)} =$$

$$= \sqrt{2{,}72 \cdot \frac{1}{1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40} + 2{,}57 + 1{,}98\,(2{,}57 + 2{,}72)} = 3{,}70,$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{1{,}98}{3{,}70} = 0{,}54.$$

По графику рис. 4.14 уточняем значение выброса ($\delta \approx 0{,}8\%$). По графику рис. 4.13 определяем обобщенное время установления ($t_у' \approx 2{,}26$) и рассчитываем время установления $t_{у\ вых}$:

$$t_{у.вых} = t_у' \tau_э''' \tau = 2{,}26 \cdot 3{,}70 \cdot 0{,}007 \approx 0{,}058 \text{ мкс}.$$

Время установления следует считать приемлемым, так как оно близко к $0{,}6\, t_у$ — общему времени установления усилителя (см. § 2.2).

Определяем индуктивность корректирующей катушки:

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right) \tau R = 1{,}98 \cdot 0{,}007 \cdot 10^{-6} \cdot 910 \cdot 10^6 = 12{,}5 \text{ мкГ}.$$

Расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки транзистора предварительного каскада

Как уже указывалось, для работы в предварительных каскадах выбран транзистор типа П403 в типовом режиме ($I_{к0} = 5$ мА, $E_{к0} = -5$ В, $I_{б0} = 68$ мкА, $E_{б0} = -0{,}36$ В). Определим соответствующее этому режиму сопротивление постоянному току R_-. Учитывая, что нагрузочная прямая для постоянного тока выходит из точки $E_к = E_п$ и проходит через рабочую точку, найдем

$$R_- = \frac{|E_п - E_{к0}|}{I_{к0}} = \frac{10 - 5}{5 \cdot 10^{-3}} = 1000 \text{ Ом}.$$

Зададимся сопротивлением резистора в цепи эмиттера равным 330 Ом (очевидно, что в этом случае сопротивление в цепи коллектора должно быть равно $R_- - R_э = 1000 - 330 = 670$ Ом и слагаться в общем случае из сопротивлений резисторов $R_к$ и $R_ф$).

Допустимое изменение тока коллектора примем равным $0{,}1\, I_{к0}$, т. е.

$$\Delta I_{к0} = 0{,}1 I_{к0} = 0{,}1 \cdot 5 = 0{,}5 \text{ мА}.$$

При расчете выходного каскада было определено изменение обратного тока коллектора (расчет сохраняет справедливость и для предварительных каскадов), равное 0,104 мА. Таким образом, для коэффициента нестабильности получим

$$N_s = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}} = \frac{0{,}5}{0{,}104} = 4{,}8.$$

Далее последовательно определяем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, сопротивления резисторов делителя в цепи базы R_1 и R_2, а также ток делителя $I_д$:

$$R_{ст} = R_э \frac{N_s - 1}{1 - N_s(1 - \alpha_0)} = 330 \frac{4{,}8 - 1}{1 - 4{,}8(1 - 0{,}98)} \approx 1390 \text{ Ом},$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}} =$$

$$= 1390 \frac{10}{10 - 0{,}36 - (5 \cdot 10^{-3} + 68 \cdot 10^{-6})\, 330 - 1390 \cdot 68 \cdot 10^{-6}} \approx 1800 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{1800 \cdot 1390}{1800 - 1390} = 6100 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 6200 Ом),

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} = \frac{0{,}36 + (5 \cdot 10^{-3} + 68 \cdot 10^{-6})\, 330}{1800} \cdot 10^3 \approx 1{,}2 \text{ мА}.$$

Как следует из расчета, ток делителя $I_д$ существенно меньше постоянной составляющей тока коллектора $I_{к0}$.

Расчет входной цепи

При расчете входной цепи воспользуемся описанием схемы 4.6 (§ 4.1), полагая предварительно, что нагрузкой источника сигнала является входная проводимость каскада, не охваченного цепью отрицательной обратной связи.

Определяем эквивалентное сопротивление R_0:

$$R_0 = \frac{1}{g_г + g_{11} + \frac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{0{,}02 + 0{,}0015 + \frac{1}{1390}} \approx 45 \text{ Ом}.$$

Коэффициент передачи входной цепи

$$K_{вх} = g_г R_0 = 0{,}02 \cdot 45 = 0{,}9.$$

Определяем постоянную времени τ_s, ориентировочно полагая коэффициент усиления первого каскада равным 15:

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 15 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 45 \cdot 10^6 \approx 0{,}0034 \text{ мкс}.$$

Находим эквивалентную постоянную времени $\tau_э$ и далее время установления фронта импульса во входной цепи:

$$\tau_э = \tau \left(g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б} \right) + \tau_s =$$

$$= 0{,}007 \left(0{,}02 \cdot 45 + \frac{45}{1390} + \frac{45}{40} \right) + 0{,}0034 \approx 0{,}018 \text{ мкс},$$

$$t_{у.вх} = 2{,}2\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}018 \approx 0{,}04 \text{ мкс}.$$

Определение числа предварительных каскадов

Определяем число предварительных каскадов усиления, следуя методике, изложенной в § 2.3.

Находим время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов:

$$t_* = \sqrt{t_у^2 - t_{у.\,вх}^2 - t_{у.вых}^2} = \sqrt{0{,}1^2 - 0{,}04^2 - 0{,}058^2} \approx 0{,}071 \text{ мкс},$$

$$K_* = \frac{K}{K_{вх} \cdot K_{вых}} = \frac{6000}{0{,}9 \cdot 54} \approx 124.$$

Коэффициент D, используемый при определении числа предварительных каскадов, рассчитан в примере 2.1 и равен 125 1/мкс.

Находим произведение Dt_*:

$$Dt_* = 125 \cdot 0{,}071 \approx 9.$$

На графике рис. 2.7 «определяющая» точка с координатами $Dt_* = 9$ и $K_* = 124$ располагается между линиями, которые соответствуют двум и трем каскадам. Учитывая, что предоконечный каскад испытывает значительную нагрузку в связи с большим коэффициентом

усиления выходного каскада (большая входная динамическая емкость), принимаем число предварительных каскадов равным трем. По указанной причине третий каскад выполняем с высокочастотной коррекцией, а первые два каскада — некорректированными.

Определяем ориентировочно коэффициент усиления и время установления одного предварительного каскада:

$$K_{\text{пр.к}} = \sqrt[n]{K_*} = \sqrt[3]{124} \approx 5,$$

$$t_{\text{у.пр.к}} = \frac{t_*}{\sqrt{n}} = \frac{0{,}071}{\sqrt{3}} = 0{,}041 \text{ мкс.}$$

Определение основных параметров первого, второго и третьего каскадов

Начинаем с расчета третьего предоконечного каскада. Выполняем третий каскад с параллельной схемой коррекции (см. описание схемы 4.2).

Определяем эквивалентное сопротивление R_0:

$$R_0 = \frac{K_0}{g_{21}} = \frac{5}{80 \cdot 10^{-3}} = 62{,}5 \text{ Ом.}$$

Используя формулу эквивалентного сопротивления R_0, находим сопротивление резистора R (в выражение R входит входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора выходного каскада):

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - g_{11} - \frac{1}{R_{\text{ст}}}} = \frac{1}{\frac{1}{62{,}5} - 0{,}0015 - \frac{1}{6000}} \approx 70 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 68 Ом).

Находим постоянные времени τ_i и τ_s (в выражение τ_s входит коэффициент усиления выходного каскада) и отношения τ_i/τ и τ_s/τ:

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40)\ 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62{,}5 \cdot 10^6 \approx$$

$$\approx 0{,}0013 \text{ мкс,}$$

$$\tau_s = K_{\text{вых}} C_к R_0 = 54 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62{,}5 \cdot 10^6 \approx 0{,}017 \text{ мкс,}$$

$$\frac{\tau_i}{\tau} = \frac{0{,}0013}{0{,}007} \approx 0{,}19, \quad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0{,}017}{0{,}007} \approx 2{,}4.$$

Задаемся $\tau_L/\tau = 3$ и определяем безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau'_э = \frac{\tau_L}{\tau} = 3,$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) +$$

$$+ \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} = 0,19 + 2,4 + 3\left(0,0015 \cdot 62,5 +\right.$$

$$\left.+ \frac{62,5}{6000}\right) + \frac{62,5}{6000} + \frac{62,5}{68} + \frac{62,5}{40} = 5,40,$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} =$$

$$= \sqrt{3\left(0,19 + 2,4 + \frac{62,5}{6000} + \frac{62,5}{40}\right)} = 3,53.$$

Определяем коэффициенты a и b:

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{3}{3,53} = 0,85, \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{5,40}{3,53} = 1,53.$$

По графикам рис. 4.13 и 4.14 находим выброс и обобщенное время установления ($\delta \approx 5\%$ и $t_у' \approx 1,58$).

Рассчитываем время установления третьего каскада:

$$t_у = t_у' \tau_э''' \tau = 1,58 \cdot 3,53 \cdot 0,007 \approx 0,039 \text{ мкс}.$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau R = 3 \cdot 0,007 \cdot 10^{-6} \cdot 68 \cdot 10^{6} \approx 1,4 \text{ мкГ}.$$

Выброс $\sim 5\%$ в переходной характеристике третьего каскада вполне допустим, если учесть, что кроме третьего каскада выброс имеется еще только в переходиой характеристике выходного каскада ($\delta \approx 0,8\%$). Кроме того, входная цепь и первые два некорректированных каскада, имеющие монотонные переходные характеристики, способствуют уменьшению выброса (по техническим условиям выброс в переходной характеристике усилителя не должен превышать 6%).

Переходим к расчету первого и второго некорректированных каскадов (см. описание схемы 4.1). Параметры этих каскадов одинаковы. Эквивалентное сопротивление R_0 в первом и втором каскадах будет таким же, как и в третьем (каскады имеют одинаковый коэффициент усиления), т. е. $R_0 = 62,5$ Ом.

Находим постоянные времени:

$$\tau_i = (1 + g_{21}r_б)C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40)\,5 \cdot 10^{-12} \times$$

$$\times 62,5 \cdot 10^{6} \approx 0,0013 \text{ мкс},$$

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62,5 \cdot 10^{6} \approx 0,0016 \text{ мкс}.$$

Определяем эквивалентную постоянную времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau\left(1 - g_{11}R_0 + \frac{R_0}{r_б}\right) = 0{,}0013 + 0{,}0016 +$$

$$+ 0{,}007\left(1 - 0{,}0015 \cdot 62{,}5 + \frac{62{,}5}{40}\right) \approx 0{,}02 \text{ мкс.}$$

Рассчитываем время установления одного некорректированного каскада

$$t_у = 2{,}2\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}02 = 0{,}044 \text{ мкс.}$$

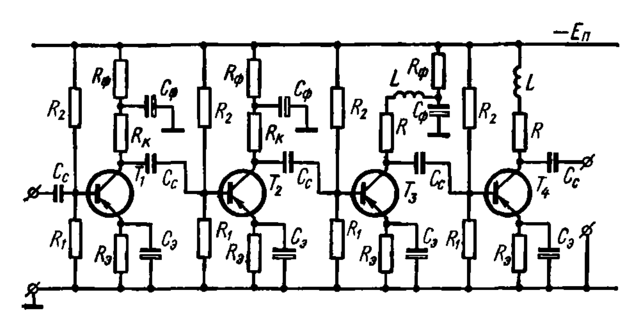


Рис. 5.28. Принципиальная схема рассчитанного усилителя

Исходя из формулы эквивалентного сопротивления R_0, определяем сопротивление резистора в цепи коллектора

$$R_к = \frac{1}{\dfrac{1}{R_0} - g_{11} - \dfrac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{\dfrac{1}{62{,}5} - 0{,}0015 - \dfrac{1}{1390}} \approx 73 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 75 Ом).

Расчет показал, что требования к основным параметрам каскадов усилителя удовлетворяются. Фактическое время установления фронта импульса во входной цепи будет несколько меньше, если учесть, что коэффициент усиления первого каскада меньше того, который был ориентировочно принят при расчете входной цепи.

Принципиальная схема усилителя представлена на рис. 5.28.

Расчет вспомогательных цепей

Расчет основных параметров предварительных каскадов показал, что сопротивления резисторов $R_к$ в первом и втором каскадах, а также сопротивление резистора R в третьем каскаде существенно меньше общего сопротивления в цепи коллектора каждого каскада. Поэтому во всех предварительных каскадах предусматриваем фильтрующие (корректирующие) ячейки в цепях коллектора.

Определяем сопротивление резистора $R_ф$ в первом и втором каскадах:

$$R_ф = R_- - R_э - R_к = 1000 - 330 - 75 = 595 \text{ Ом}$$

(ближайший номинал 620 Ом).

В третьем каскаде, где сопротивление резистора $R = 68$ Ом, резистор $R_ф$ также можно выбрать с номинальным сопротивлением 620 Ом.

Емкость конденсатора связи (разделительного) выбирается обычно в пределах $0{,}1 \div 0{,}5$ мкФ, а емкость конденсатора в цепи эмиттера — в интервале $5 \div 50$ мкФ.

Задаемся следующими емкостями конденсаторов в цепях связи и эмиттера: $C_с = 0{,}22$ мкФ, $C_э = 10$ мкФ.

Определим спад плоской вершины импульса за счет цепей связи.

Входная цепь

$$\Delta_{с.вх} = \frac{t_и}{C_с\left(R_г + \frac{R_{ст}}{1 + g_{11}R_{ст}}\right)} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{0{,}22 \cdot 10^{-6}\left(50 + \frac{1390}{1 + 0{,}0015 \cdot 1390}\right)} \approx 0{,}0091 \quad (0{,}91\%).$$

Первый и второй каскады

$$\Delta_{с1} = \Delta_{с2} = \frac{t_и}{C_с\left(R_к + \frac{R_{ст}}{1 + g_{11}R_{ст}}\right)} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{0{,}22 \cdot 10^{-6}\left(75 + \frac{1390}{1 + 0{,}0015 \cdot 1390}\right)} \approx 0{,}0087 \quad (0{,}87\%).$$

Третий каскад

$$\Delta_{с3} = \frac{t_и}{C_с\left(R + \frac{R_{ст}}{1 + g_{11}R_{ст}}\right)} = \frac{10^{-6}}{0{,}22 \cdot 10^{-6}\left(68 + \frac{6000}{1 + 0{,}0015 \cdot 6000}\right)} \approx$$

$$\approx 0{,}0068 \quad (0{,}68\%).$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи в эмиттере во всех каскадах усилителя одинаков, при этом

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\, t_и}{C_э} = \frac{(80 \cdot 10^{-3} + 0{,}0015) \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}0082 \quad (0{,}82\%).$$

Общий спад плоской вершины импульса, вызванный цепями связи и эмиттера (в процентах):

$$\Delta = \Delta_{с.вх} + \Delta_{с1} + \Delta_{с2} + \Delta_{с3} + 4\Delta_э = 0{,}91 + 0{,}87 + 0{,}87 +$$
$$+ 0{,}68 + 4 \cdot 0{,}82 = 6{,}61\%.$$

Исходя из формулы подъема плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей (корректирующей) ячейки в цепи коллектора определим емкость конденсатора $C_ф$, задаваясь подъемом плоской вершины импульса, равным 1,5%, на одну корректирующую ячейку. При этом спад плоской вершины импульса будет меньше 3%.

Первый и второй каскады

$$C_ф = \frac{t_и}{R_к\left(1 + g_{11}R_к + \frac{R_к}{R_{ст}}\right)\Delta_ф} = \frac{10^{-6}}{75\left(1 + 0{,}0015 \cdot 75 + \frac{75}{1390}\right)0{,}015} \cdot 10^6 \approx$$

$$\approx 0{,}76 \text{ мкФ}.$$

Третий каскад

$$C_ф = \frac{t_и}{R\left(1 + g_{11}R + \frac{R}{R_{ст}}\right)\Delta_ф} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{68\left(1 + 0{,}0015 \cdot 68 + \frac{68}{6000}\right)0{,}015} \cdot 10^6 \approx 0{,}88 \text{ мкФ}.$$

Конденсаторы $C_ф$ выбираем одинаковой емкости — 0,68 мкФ (ближайший меньший номинал).

На этом расчет усилителя заканчивается. Все требования, которые были предъявлены к усилителю, выполнены. Как следует из результатов расчета, необходимости в его уточнении не возникло.

Пример 5.5. Рассчитать усилитель импульсных сигналов на лампах. Нагрузка усилителя — электроннолучевая трубка с входной емкостью $C_{вх} = 13$ пФ. Внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 1600$ Ом. Параметры импульса на входе усилителя: амплитуда $U_{вх} = 5$ мВ, длительность $t_п = 1$—50 мкс, форма — прямоугольная. Считается, что импульсы следуют с большой скважностью. Коэффициент усиления усилителя $K = 6000$ (амплитуда импульса на выходе $U_{вых} = 30$ В). Полярность выходных импульсов отрицательная. Допустимые искажения: время установления $t_у = 0{,}15$ мкс, выброс $\delta < 2\%$, спад вершины импульса $\Delta < 4\%$. Напряжение источника питания $E_п = 150$ В. Усилитель питается от выпрямителя, причем емкость выходного конденсатора фильтра выпрямителя 50 мкф.

Примем следующий общий порядок проектирования усилителя. Вначале рассчитываются выходной каскад и входная цепь. Далее определяется число предварительных каскадов, производится выбор схем отдельных каскадов и их расчет.

Прежде всего на основе технических требований определяются основные параметры (коэффициент усиления, время установления и выброс) каскадов усилителя и его входной цепи. Указанные параметры зависят от выбора отдельных элементов схемы, которые входят в цепи, имеющие малую постоянную времени. Цепи с малой постоянной времени являются основными цепями, определяющими основны-

черты схемы усилителя. Далее схема усилителя дополняется вспомогательными цепями — цепями с большой постоянной времени — и производится их расчет. Эти цепи обеспечивают режим работы каскадов, связь между ними, а также фильтрацию паразитных колебаний. Расчетом цепей с большой постоянной времени заканчивается электрический расчет усилителя.

Расчет выходного каскада

Определяем необходимый импульс тока (для выбора лампы выходного каскада). С этой целью задаемся ориентировочно выходной емкостью лампы $C_{\text{вых.л}} = 4$пФ, емкостью монтажа $C_{\text{м}} = 4$ пФ и временем установления выходного каскада $t_{\text{у.вых}} = 0{,}6\ t_{\text{у}}$, где $t_{\text{у}}$ — общее время установления усилителя.

При указанном соотношении $t_{\text{у.вых}}$ и $t_{\text{у}}$, если общее число каскадов усилителя не превысит четырех, время установления выходного и предварительного каскадов окажутся достаточно близкими и, следовательно, не возникает необходимости в выборе другой лампы или в ином распределении времени установления между каскадами.

Итак, последовательно находим общую емкость нагрузки усилителя $C_{\text{н}}$, время установления выходного каскада $t_{\text{у.вых}}$ и далее согласно формуле (2.6) импульс тока I_m:

$$C_{\text{н}} = C_{\text{вых.л}} + C_{\text{м}} + C_{\text{вх}} = 4 + 4 + 13 = 21 \text{ пФ},$$

$$t_{\text{у. вых}} = 0{,}6 t_{\text{у}} = 0{,}6 \cdot 0{,}15 = 0{,}09 \text{ мкс},$$

$$I_m \geqslant \frac{2{,}2 U_{\text{вых}} C_{\text{н}}}{t_{\text{у. вых}}} = \frac{2{,}2 \cdot 30 \cdot 21 \cdot 10^{-12}}{0{,}09 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^3 \approx 15{,}4 \text{ мА}.$$

Если в выходном каскаде предусмотреть высокочастотную коррекцию, то необходимый импульс тока будет меньше в $2{,}2/t_{\text{у}}'$ раз.

Учитывая, что напряжение источника питания $E_{\text{п}} = 150$ В, для выходного каскада может подойти лампа 6Ж1П (см. приложения 3 и 4) при условии применения высокочастотной коррекции, так как максимальный импульс тока этой лампы несколько меньше 15,4 мА. Использование коррекции позволяет уменьшить необходимый импульс тока примерно в 1,5 раза.

Применим в выходном каскаде параллельную схему коррекции (см. рис. 4.31, *а*) при коэффициенте коррекции $k = 0{,}25$, которому соответствует $\delta = 0$ и, согласно графику рис. 2.8, $t_{\text{у}}' = 1{,}56$.

В ряде случаев емкость нагрузки импульсного усилителя может испытывать некоторые изменения (например, при смене нагрузки). Поэтому именно в выходном каскаде (для большей стабильности параметров усилителя) желательно, применяя высокочастотную коррекцию, не допускать выброса в его переходной характеристике или ограничиться малым выбросом порядка 1%.

Определяем необходимый импульс тока при коэффициенте коррекции $k = 0{,}25$:

$$I_m = 15{,}4 \frac{t_{\text{у}}'}{2{,}2} = 15{,}4 \frac{1{,}56}{2{,}2} \approx 11 \text{ мА}.$$

Определяем сопротивление резистора в цепи анода

$$R_a = \frac{U_{вых}}{I_m} = \frac{30}{11 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} = 2,7 \text{ кОм}.$$

Уточняем емкость нагрузки и время установления выходного каскада:

$$C_н = C_{вых.л} + C_м + C_{вх} = 2,35 + 4 + 13 \approx 19 \text{ пФ},$$

$$t_{у.вых} = t'_у C_н R_а = 1,56 \cdot 19 \cdot 10^{-12} \cdot 2,7 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \approx 0,08 \text{ мкс}.$$

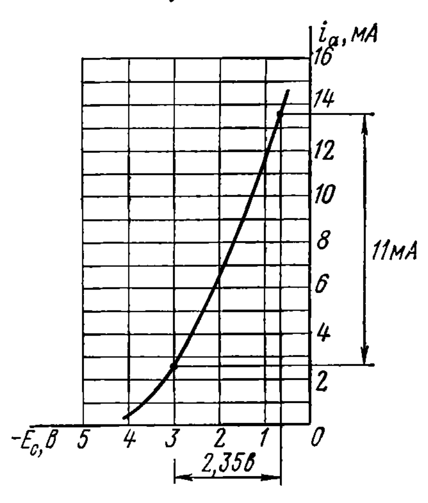


Рис. 5.29. К выбору режима работы выходного каскада

На рис. 5.29 представлена анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж1П. Выбираем рабочую точку на нижнем сгибе характеристики при E_c = —3В (полярность выходного импульса отрицательная). При этом I_{a0} = 2,6мА, $I_э$ = 1,5мА.

Как видно из рис. 5.29, лампа 6Ж1П хорошо используется по импульсу тока. Из рисунка следует также, что импульс на входе оконечного каскада должен иметь амплитуду $U_{вх.ок}$ = 2,35В. Таким образом, коэффициент усиления выходного каскада

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{U_{вх.ок}} = \frac{30}{2,35} = 12,8.$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки выходного каскада:

$$L = kC_н R_a^2 = 0,25 \cdot 19 \cdot 10^{-12} (2,7 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 35 \text{ мкГ}.$$

Расчет входной цепи

На рис. 5.30 представлена схема входной цепи. Входное сопротивление усилителя весьма велико, поэтому коэффициент передачи входной цепи можно считать равным единице. Определим время установления входной цепи, задаваясь $C_м$ = 4 пФ и имея в виду, что $C = C_{вх.л} + C_м$:

$$t_{у.вх} = 2,2 (C_{вх.л} + C_м) R_г = 2,2 (4,35 \times$$

$$\times 10^{-12} + 4 \cdot 10^{-12}) \cdot 1600 \cdot 10^6 \approx 0,03 \text{ мкс}.$$

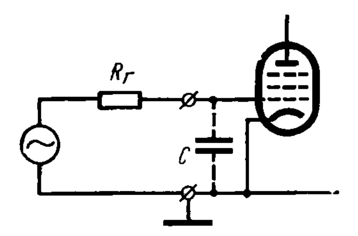


Рис. 5.30. Принципиальная схема входной цепи

Расчет предварительных каскадов усилителя

Находим время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов, воспользовавшись формулами (2.14):

$$t_* = \sqrt{t_у^2 - t_{у.вх}^2 - t_{у.\,вых}^2} = \sqrt{0,15^2 - 0,03^2 - 0,08^2} \approx 0,123 \text{ мкс};$$

$$K_* = \frac{K}{K_{вых}} = \frac{6000}{12,8} \approx 470.$$

Учитывая, что напряжение источника питания $E_п = 150$В, а также в целях однотипности применяемых в усилителе ламп, для предварительных каскадов выбираем ту же лампу 6Ж1П, используя ее в типовом режиме ($E_{а0} = 120$ В, $I_{а0} = 8$ мА, $E_э = 120$ В, $I_э = 3$ мА, $E_с = -1,7$ В, $S = 5,15$ мА/В, $C_{вх.л} = 4,35$ пФ, $C_{вых.л} = 2,35$ пФ).

По техническим условиям выброс в переходной характеристике усилителя не должен превышать 2%, поэтому при выборе схемы коррекции в предварительных каскадах целесообразно задаться коэффициентом коррекции k, который соответствует критическому выбросу, не превышающему 2%. Из возможных схем коррекции выбираем параллельную схему коррекции (см. рис. 4.31, *а*).

Задаваясь $C_м = 8$ пФ и коэффициентом коррекции $k = 0,36$ (соответствует критическому выбросу $\delta = 1,2\%$), находим обобщенное время установления $t_у'$ (с помощью графика рис. 2.8), межкаскадную емкость $C_а$, добротность D (по формуле 2.26) и произведение Dt_*:

$$C_а = C_{вх.\,л} + C_{вых.л} + C_м = 4,35 + 2,35 + 8 = 14,7 \text{ пФ},$$

$$D = \frac{S}{t_у' C_а} = \frac{5,15 \cdot 10^{-3}}{1,3 \cdot 14,7 \cdot 10^{-12}} = 2,69 \cdot 10^8 \text{ 1/с},$$

$$Dt_* = 2,69 \cdot 10^8 \cdot 0,123 \cdot 10^{-6} \approx 33.$$

С помощью графика рис. 2.7 устанавливаем, что точка с координатами $K_* = 470$ и $Dt_* = 33$ лежит несколько выше линии, соответствующей $n = 2$. Таким образом, усилитель должен содержать два предварительных каскада с параллельной схемой коррекции. Предварительные каскады целесообразно выполнить с одинаковыми коэффициентом усиления и временем установления.

Коэффициент усиления и время установления одного предварительного каскада

$$K_1 = \sqrt[n]{K_*} = \sqrt{470} \approx 22,$$

$$t_{у1} = \frac{t_*}{\sqrt{n}} = \frac{0,123}{\sqrt{2}} \approx 0,087 \text{ мкс}.$$

Если учесть, что «определяющая» точка на графике рис. 2.7 лежит несколько выше линии $n = 2$, то фактческое время установления одного предварительного каскада при $K_1 = 22$ будет меньше 0,087 мкс.

Определим сопротивление резистора R_a в анодной цепи

$$R_a = \frac{K_1}{S} = \frac{2,2}{5,15 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 4,3 \text{ кОм}.$$

Уточняем время установления

$$t_{y1} = t'_y C_a R_a = 1,3 \cdot 14,7 \cdot 10^{-12} \cdot 4,3 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \approx 0,082 \text{ мкс}.$$

Индуктивность корректирующей катушки предварительного каскада

$$L = kC_a R_a^2 = 0,36 \cdot 14,7 \cdot 10^{-12} (4,3 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 98 \text{ мкГ}.$$

Расчет вспомогательных цепей усилителя

Вспомогательные цепи обеспечивают режим работы усилителя по постоянному току. Постоянные напряжения на управляющей и экранной сетках, а также на аноде лампы должны примерно соответствовать выбранному режиму работы.

Определим напряжение на аноде лампы (относительно катода) в предварительном и выходном каскадах.

Предварительный каскад

$$E_{a0} = E_п - I_{a0} R_a - |E_c| = 150 - 8 \cdot 10^{-3} \cdot 4,3 \cdot 10^3 - 1,7 \approx 114 \text{ В}.$$

Таким образом, E_{a0} в предварительном каскаде близко к требуемому значению 120В.

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы

$$E_{a0} I_{a0} = 114 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 0,91 \text{ Вт} < P_a = 1,8 \text{ Вт}.$$

Выходной каскад

$$E_{a0} = E_п - I_{a0} R_a - |E_c| = 150 - 2,6 \cdot 10^{-3} \cdot 2,7 \cdot 10^3 - 3 \approx 140 \text{ В}.$$

Некоторый избыток напряжения (20В) целесообразно погасить, включив в анодную цепь выходной лампы последовательно две фильтрующие ячейки. При этом возникает возможность непосредственно соединить экранную сетку лампы с точкой схемы, имеющей потенциал относительно катода, близкий к +120 В. Одну из ячеек рассчитываем, исходя из требуемой степени коррекции спада вершины импульса. Вторую ячейку необходимо использовать для устранения паразитной обратной связи через общий источник питания. Постоянные времени этих ячеек в большинстве случаев резко различаются, в связи с чем корректирующая ячейка практически мало способствует повышению устойчивости работы усилителя, вторая же ячейка практически не выполняет корректирующей функции.

На основании изложенного можно представить полную принципиальную схему усилителя (рис. 5.31).

Определим сопротивления резисторов в цепях катода и экранирующей сетки предварительного каскада и в цепи катода выходного каскада, используя соответствующие значения $E_с$, $I_{а0}$ и $I_э$:

$$R_{к1} = R_{к2} = \frac{|E_с|}{I_{а0} + I_э} = \frac{1,7}{8 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}} \approx 150 \text{ Ом},$$

$$R_{э1} = R_{э2} = \frac{E_п - E_э}{I_э} = \frac{150 - 120}{3 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} = 10 \text{ кОм},$$

$$R_{к3} = \frac{|E_с|}{I_{а0} + I_э} = \frac{3}{2,6 \cdot 10^{-3} + 1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 750 \text{ Ом}.$$

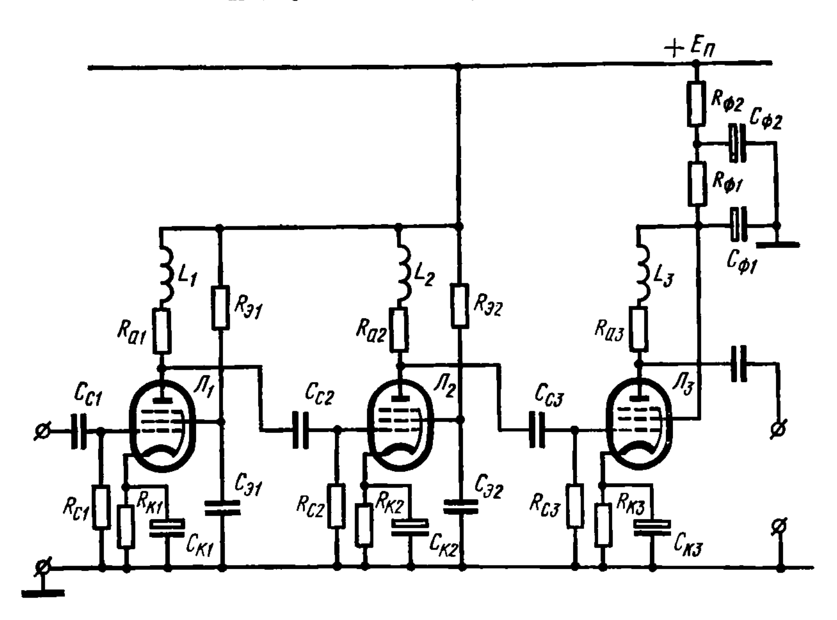


Рис. 5.31. Принципиальная схема рассчитанного усилителя

Принимаем $R_{с1} = R_{с2} = R_{с3} = 430$ кОм, а также задаемся емкостью конденсаторов связи и блокировочных. Емкости этих конденсаторов выбираются обычно в пределах: $C_к$ — 5 ÷ 200 мкФ, $C_э$ — 0,05 ÷ 1 мкФ и $C_с$ — 0,01 ÷ 0,1 мкФ.

Для рассчитываемого усилителя примем $C_{к1} = C_{к2} = C_{к3} = 20$ мкФ, $C_{с1} = C_{с2} = C_{с3} = 0,02$ мкФ и $C_{э1} = C_{э2} = 0,47$ мкФ.

Определим спад вершины импульса (для импульса максимальной длительности), возникающий за счет отдельных цепей:

$$\Delta_с = \frac{t_и}{C_с R_с} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0,02 \cdot 10^{-6} \cdot 0,43 \cdot 10^6} \approx 0,006 \quad (0,6\%),$$

$$\Delta_э = \frac{t_и}{C_э R_{iэ}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 0,007 \quad (0,7\%),$$

$$\Delta_к = \frac{t_и S}{C_к} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 5{,}15 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}013 \quad (1{,}3\%).$$

Легко проверить, что условия $R_э \gg \frac{t_и}{2C_э}$ и $R_к \gg \frac{t_и}{2C_к}$, при которых справедлив приведенный расчет $\Delta_э$ и $\Delta_к$, выполняются.

Общий спад плоской вершины импульса, обусловленный цепями связи, экранирующей сетки и катода всех каскадов*

$$\Delta_{спада} = 3\Delta_с + 2\Delta_э + 3\Delta_к = 3 \cdot 0{,}006 + 2 \cdot 0{,}007 + 3 \cdot 0{,}013 = \\ = 0{,}071 \quad (7{,}1\%).$$

Таким образом, цепь корректирующей ячейки должна обеспечить подъем плоской вершины импульса на 3,1 % (допустимый спад плоской вершины импульса согласно техническим требованиям к усилителю 4%). Пусть корректирующей ячейкой является ячейка $C_{ф1}R_{ф1}$. Общее падение напряжения на резисторах $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$, согласно предыдущему, равно 20В. Для уменьшения емкости конденсатора $C_{ф2}$ (его емкость значительна) целесообразно падение напряжения на $R_{ф2}$ принять равным $\Delta E_{ф2} = 15$В, а на $R_{ф1}$, соответственно $\Delta E_{ф1} = 5$В. При этом

$$R_{ф1} = \frac{\Delta E_{ф1}}{I_{а0} + I_э} = \frac{5}{2{,}6 \cdot 10^{-3} + 1{,}5 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 1{,}2 \text{ кОм},$$

$$R_{ф2} = \frac{\Delta E_{ф2}}{I_{а0} + I_э} = \frac{15}{2{,}6 \cdot 10^{-3} + 1{,}5 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 3{,}6 \text{ кОм}.$$

Определяем емкость конденсатора корректирующей ячейки:

$$C_{ф1} = \frac{t_и}{R_{аз}\Delta_ф} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{2{,}7 \cdot 10^3 \cdot 0{,}031} \cdot 10^6 \approx 0{,}6 \text{ мкФ}$$

(ближайший меньший номинал 0,47 мкФ).

Уточняем значение $\Delta_ф$, полагая $C_{ф1} = 0{,}47$ мкФ:

$$\Delta_ф = \frac{t_и}{C_{ф1}R_{аз}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0{,}47 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}7 \cdot 10^3} \approx 0{,}039 \quad (3{,}9\%).$$

Таким образом, результирующий спад плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_{спада} - \Delta_ф = 0{,}071 - 0{,}039 = 0{,}032 \quad (3{,}2\%).$$

* При определении общего спада плоской вершины импульса не учитывается доля, вносимая цепью питания экранирующей сетки выходного каскада, имеющей общие элементы с корректирующей ячейкой. Влияние указанной цепи проявляется в некотором ослаблении корректирующей функции ячейки (при $R_а \ll R_{iэ}$ оно невелико). При желании это влияние может быть учтено, если подъем плоской вершины импульса за счет корректирующей ячейки (с соответствующей поправкой) определить по приближенной формуле

$$\Delta_ф \approx \frac{t_и}{C_ф R_а}\left(1 - \frac{R_а}{R_{iэ}}\right).$$

Проверим усилитель на устойчивость (см. описание схемы 4.38). Принимаем емкость конденсатора фильтра $C_{ф2} = 50$ мкФ.

Определим постоянные времени $\tau_с$, $\tau_ф$, τ_0, а также коэффициент η и коэффициент усиления двух последних каскадов K_{023}:

$$\tau_с = C_с R_с = 0{,}02 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}43 \cdot 10^6 = 0{,}0086 \text{ с},$$

$$\tau_ф = C_{ф2} R_{ф2} = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 3{,}6 \cdot 10^3 = 0{,}18 \text{ с},$$

$$\tau_0 = C_0 R_{а3} = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}7 \cdot 10^3 = 0{,}135 \text{ с},$$

$$\eta = \frac{\tau_ф}{\tau_с} = \frac{0{,}18}{0{,}0086} \approx 21,$$

$$K_{023} = K_2 K_{вых} = 22 \cdot 12{,}8 \approx 280.$$

Если не предусматривать фильтрующей ячейки $C_{ф2}R_{ф2}$, то условие устойчивой работы усилителя

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_с} = \frac{2 \cdot 0{,}135}{0{,}0086} \approx 31$$

не выполняется ($K_{023} = 280$).

При наличии ячейки $C_{ф2}R_{ф2}$

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_с} \cdot \frac{1+\eta}{1+\dfrac{\eta}{1+\eta}} = \frac{2 \cdot 0{,}135}{0{,}0086} \frac{1+21}{1+\dfrac{21}{1+21}} \approx 350,$$

т. е. усилитель будет устойчив.

В связи с малой максимальной длительностью импульса ($t_{и\,max} = 50$ мкс) паразитная обратная связь практически не окажет влияния на воспроизведение вершины импульса $[K_{023}\beta(t_и) \ll \Delta]$.

Литература: [1, 3, 12, 13, 21, 24, 25, 32].

Приложение 1

Таблица средних значений низкочастотных и высокочастотных параметров биполярных транзисторов малой мощности (таблица составлена с учетом данных, приведенных в [10, 36, 44] *)

Тип транзистора	Вид структуры	Режим измерений		g_{11}, См	g_{21}, мА/В	g_{22}, мкСм	$f_г$, МГц	$f_т$, МГц	τ, мкс	$r_б$, Ом	$C_к$, пФ	$I_{к0}^*$, мкА
		$I_к$, мА	$E_к$, В									
П401	p-n-p	5	—5	0,0025	60	<30	>30	—	0,06	200	7	0,5—10
П402	»	5	—5	0,0025	60	<30	>60	—	0,021	80	5	0,25—5
П403	»	5	—5	0,0015	80	<30	>120	—	0,007	40	5	0,25—5
ГТ308А	»	1	—5	0,002	34	<130	—	57	0,0064	80	5	0,2—2
ГТ308Б	»	1	—5	0,0016	35	<160	—	82	0,0045	80	5	0,2—2
ГТ308В	»	1	—5	0,0015	36	<180	—	96	0,0040	80	5	0,2—2
ГТ309Б	»	1	—5	0,001	36	<60	—	60	0,0040	50	6	0,1—5
ГТ309Д	»	1	—5	0,001	37	<60	—	44	0,0088	80	8	0,1—5
ГТ310А	»	1	—5	0,0011	38	<80	—	113	0,0029	65	3	0,1—5
ГТ310В	»	1	—5	0,0011	37	<80	—	87	0,0040	70	4	0,1—5
ГТ310Д	»	1	—5	0,0011	36	<80	—	78	0,0061	100	4	0,1—5
ГТ313А	»	1	—5	0,001	39	<100	—	76	0,0020	30	2	1—5
ГТ313Б	»	1	—5	0,001	40	<100	—	80	0,0013	20	1,5	1—5
ГТ320А	»	1	—5	0,0008	38	<240	—	60	0,0059	70	5,6	0,4—2
ГТ322А	»	1	—5	0,0009	38	<20	—	53	0,0066	70	1,5	0,2—4
ГТ322В	»	1	—5	0,0009	37	<20	—	46	0,0094	80	2,2	0,2—4
ГТ311Е	n-p-n	1	5	0,0016	38	<50	—	76	0,0020	30	2	0,5—10
ГТ311Ж	»	1	5	0,0016	37	<50	—	123	0,0016	40	2	0,5—10
ГТ311И	»	1	5	0,0016	37	<50	—	210	0,00094	40	2	0,5—10
КТ312А	»	1	5	0,0009	38	<60	—	41	0,0061	50	4	1—10
КТ312Б	»	1	5	0,0009	39	<60	—	56	0,0042	45	3	1—10

* Расчет усилителя, основанный на использовании приведенных средних значений параметров транзисторов, следует рассматривать как ориентировочный в связи с большим разбросом параметров. Действительные параметры отдельных экземпляров могут отклоняться от средних значений на 100% и более.

Таблица предельно допустимых эксплуатационных данных режима биполярных транзисторов [8]

Тип транзистора	Температура окружающей среды, $T_с$, °С	Постоянная мощность, рассеиваемая без теплоотвода $P_{к\,max}$, мВт	Постоянный ток коллектора $I_{к\,max}$, мА	Напряжение коллектор — эмиттер (при данном сопротивлении $R_б$ в цепи базы или отношении сопротивлений $R_б/R_э$ в цепях базы и эмиттера) $E_{к\,max}$, В
П401	—50÷+50	55	20	—10 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
П402	—50÷+50	55	20	—10 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
П403	—50÷+50	55	20	—10 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
ГТ308А	—55÷+45	150	50	—12 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
ГТ308Б	—55÷+45	150	50	—12 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
ГТ308В	—55÷+45	150	50	—12 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
ГТ309Б	—25÷+45	25	6	—10 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ309Д	—25÷+45	25	6	—10 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ310А	—20÷+45	15	10	—10 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ310В	—20÷+45	15	10	—10 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ310Д	—20÷+45	15	10	—10 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ313А	—20÷+55	50	10	—12 (при $R_б \leqslant 500$ Ом)
ГТ313Б	—20÷+55	50	10	—12 (при $R_б \leqslant 500$ Ом)
ГТ320А	—55÷+45	200	150	—12 (при $R_б \leqslant 1$ кОм)
ГТ322А	—25÷+20	50	5	—15 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ322В	—25÷+20	50	5	—15 (при $R_б \leqslant 10$ кОм)
ГТ311Е	—40÷+45	90	50	12 (при $R_б/R_э \leqslant 10$)
ГТ311Ж	—40÷+45	90	50	12 (при $R_б/R_э \leqslant 10$)
ГТ311И	—40÷+45	90	50	10 (при $R_б/R_э \leqslant 10$)
КТ312А	—20÷+60	225	30	15 (при $R_б \leqslant 100$ Ом)
КТ312Б	—20÷+60	225	30	30 (при $R_б \leqslant 100$ Ом)

Приложение 3

Таблица основных данных пентодов

Тип лампы	Анод		Экранирующая сетка		Управляющая сетка E_c, В	Параметры		Емкость				Предельная мощность, рассеиваемая анодом P_a, Вт	Предельная мощность, рассеиваемая экранирующей сеткой $P_э$, Вт
	E_a, В	I_a, мА	$E_э$, В	$I_э$, мА		S, мА/В	R_i, кОм	входная $C_{вх}$, пФ	выходная $C_{вых}$, пФ	Проходная C_{ac}, пФ	Катод-подогреватель $C_{кп}$, пФ		
6Ж1П	120	8,0	120	3	—1,7	5,15	300	4,35	2,35	<0,02	<4,6	1,8	0,55
6Ж2П	120	5,6	120	4	—1,9	3,85	160	4,5	2,4	<0,018	<4,5	1,8	0,85
6Ж3П	250	7	150	2	—1,8	5	800	6,5	1,5	<0,025	—	2,5	0,55
6Ж4П	250	11	150	4,5	—1,0	5,7	900	6,3	6,3	<0,0035	—	3,5	0,90
6Ж5П	300	10	150	2,5	—2	9	500	8,5	2,2	<0,03	—	3,6	0,50
6Ж9П	150	14,5	150	4,5	—1,5	17,5	150	8,5	3,35	<0,03	<7	3,0	0,75
6Ж10П	200	5,5	100	3,0	—1,0	9,5	100	8,5	3,9	<0,025	<7	3,0	0,75
6Ж11П	150	26	150	7,5	—1,5	28	34	14	3,5	<0,05	<10	4,9	1,2
6Ж20П	150	17	150	6	—1,3	17	90	8,6	2,5	<0,04	—	4,0	0,9
6К4П	250	10	100	3,7	—1,1	4,4	450	6,4	6,7	<0,0045	5,5	3,0	0,6
6П1П	250	44	250	7	—12	4,9	47,5	8	5	<0,7	—	12	2,5
6П14П	250	45	250	7	—6,2	11,3	30	11	7	0,2	—	12	2
6П15П	250	30	150	4,5	—2,6	14,7	100	13,5	7	<0,07	—	12	1,5

Тип лампы	Анод		Экранирующая сетка		Управляющая сетка E_c, В	Параметры		Емкость				Предельная мощность, рассеиваемая анодом P_a, Вт	Предельная мощность, рассеиваемая экранирующей сеткой $P_э$, Вт
	E_a, В	I_a, мА	$E_э$, В	$I_э$, мА		S, мА/В	R_i, кОм	входная $C_{вх}$, пФ	выходная $C_{вых}$, пФ	Проходная C_{ac}, пФ	Катод-подогреватель $C_{кп}$, пФ		
6П18П	170	53	170	8	—6,8	11	22	11,5	6	0,2	—	12	2,5
6П9	300	28	150	7	—3	11,7	80	13	7,5	<0,06	—	9	1,5
6П3С	250	72	250	5	—14	6	22,5	11	6,7	<1	11	20,5	2,75
6Ж1Б	120	7,5	120	<4	—2	4,8	—	4,8	3,8	<0,04	3,5	1,2	0,4
6Ж5Б	120	16	120	4	—2	10	—	6	4	0,05	<7	2,4	0,8
6Ж9Г	120	15	120	<5,5	—1,5	17	—	7,5	3,4	<0,055	<7	2,4	0,7
6Ж10Б	120	10,5	120	6	—2	5	—	6,5	4,5	<0,05	<7	2,1	1,3
6Ж32Б	120	6	120	1,4	—1,2	6	—	5,4	2,3	<0,06	<6	1,2	0,5
6Ж33А	120	7,5	100	<4	—1,6	4,5	—	3,6	3,3	<0,03	<4	1,3	0,4
6Ж35Б	120	5,5	110	<6,5	—2	3,1	—	4,6	3,5	<0,03	<5	0,9	0,7
6Ж39Г	100	25	100	3,2	—1	28	—	13,5	3,5	<0,12	10	3,3	1
6Ж45Б-В	50	5,5	50	<1,5	—1	5,4	—	6,1	2,1	<0,05	—	0,5	0,3
6Ж49П-Д	150	14,3	150	2,45	—1,3	16,7	100	8,2	2,7	<0,03	4,5	2,85	0,45
6К1Б	120	8	120	<0,9	—2	4,8	—	5,1	3,8	<0,03	3	1,2	0,4
6К6А	120	7,5	100	<4	—1,7	4,5	—	3,6	3,3	<0,03	<4	1,3	0,4
6П30Б	120	35	120	1,3	—14	4,45	—	12	4,2	<0,6	<12	5,5	2

Анодно-сеточные характеристики некоторых типов ламп *

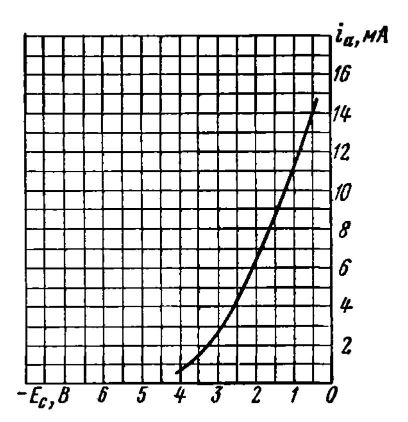


Рис. П.1. Анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж1П при E_a = 120 В и $E_э$ = 120 В

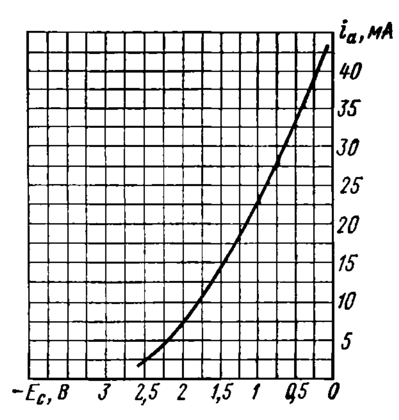


Рис. П.2. Анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж9П при E_a = 150 В и $E_э$ = 150 В

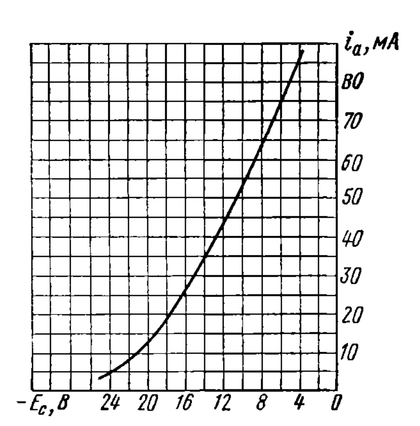


Рис. П.3. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П1П при E_a = 250 В и $E_э$ = 250 В

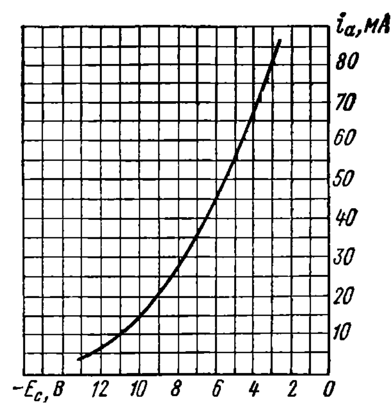


Рис. П.4. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П14П при E_a = 250 В и $E_э$ = 250 В

* Приведены характеристики некоторых типов ламп, используемых в выходных каскадах импульсных усилителей.

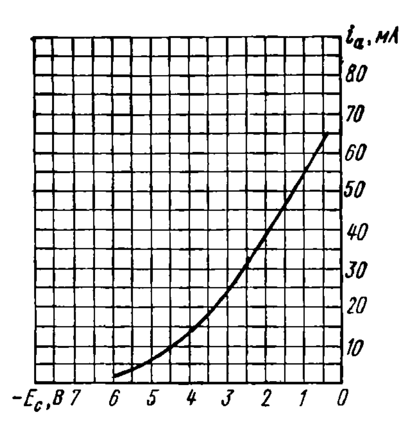


Рис. П.5 Анодно-сеточная характеристика лампы 6П15П при $E_а = 250$ В и $E_э = 150$ В

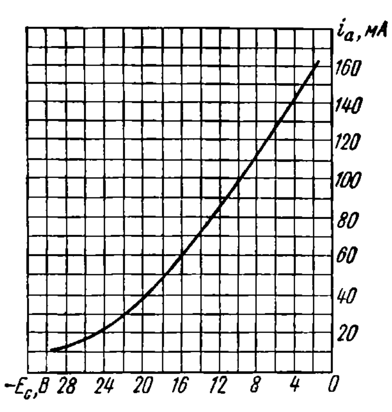


Рис. П.6. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П3С при $E_а = 250$ В и $E_э = 250$ В

Приложение 5

Таблица основных электрических параметров полевых транзисторов
(Таблица составлеиа с учетом данных, приведенных в [22, 23, 30])

Тип транзистора	$I_с$, мА (при $E_з=0$)	S, мА/В (при $E_з=0$)	$E_{отс}$, В (при $I_с = 10$ мкА)	$C_{зи}$, пФ	$C_{зс}$, пФ	$C_{си}$, пФ	Предельио допустимые эксплуатационные данные режима транзистора: Напряжение сток—исток, В	Напряжение сток—затвор, В	Ток стока, мА
КП102Е	0,18—0,55	0,25—07	2,8	3	2	0,2	—20	—	—
КП102Ж	0,4—1,0	0,3—0,9	4	3	2	0,2	—20	—	—
КП102И	0,7—1,8	0,35—1,0	5,5	3	2	0,2	—20	—	—
КП102К	1,3—3,0	0,45—1,2	7,5	3	2	0,2	—20	—	—
КП102Л	2,4—6,0	0,65—1,3	10	3	2	0,2	—20	—	—
КП103Е	0,3—0,65	0,4—1,8	1,5	⩽9	⩽8	⩽1	—10	15	—
КП103Ж	0,55—1,2	0,7—2,1	2,2	⩽9	⩽8	⩽1	—10	15	—
КП103И	1,0—2,1	0,8—2,6	3,0	⩽9	⩽8	⩽1	—10	15	—
КП103К	1,7—3,8	1,4—3,5	4,0	⩽9	⩽8	⩽1	—10	15	—
КП103Л	3,0—6,6	1,8—3,8	6,0	⩽9	⩽8	⩽1	—10	17	—
КП103М	5,4—12	2,0—4,4	7,0	⩽9	⩽8	⩽1	—10	17	—
КП302А	3,0—24	5—15	5	⩽12	⩽9	⩽2	20	—	24
КП302Б	18—43	7—17	7	⩽12	⩽8	⩽2	20	—	43
КП302В	33—80	—	10	⩽12	⩽8	⩽2	20	—	80

Примечания. 1 Транзисторы КП102 и КП103 имеют канал с p-проводнмостью, а транзисторы КП302 — с n-проводимостью, 2. Измерения проводились при напряжении на стоке $E_с = -10$В (КП102, КП103) и при $E_с = 7$В (КП302).

Приложение 6

Стандартизованные ряды номинальных сопротивлений резисторов с различными допускаемыми отклонениями

Допускаемые отклонения от номинальных величин сопротивлений								
±5%	±10%	±20%*	±5%	±10%	±20%*	±5%	±10%	±20%*
Номинальные сопротивления: омы, десятки ом, сотни ом, килоомы, десятки килоом, сотни килоом, мегомы								
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		
						10	10	10

* Переменные непроволочные резисторы изготовляют с номинальными сопротивлениями только по тому ряду, начиная с 47 Ом, с допускаемыми отклонениями от номинала ±20, ±25 и ±30%.

Приложение 7

Стандартизованные ряды номинальных емкостей конденсаторов постоянной емкости*.

Допускаемые отклонения от номинальных емкостей								
±2% ±5%	±10%	±20%**	±5% ±10%	±20%	±5% ±10% ±20%			
Номинальные емкости: пикофарады, десятки, сотни и тысячи пикофарад			Номинальные емкости: микрофарады					
1,0	1,0	1,0	0,01	0,01	0,1	1,0	10	
1,1								
1,2	1,2		0,012					
1,3								
1,5	1,5	1,5	0,015	0,015	0,15	1,5	15	
1,6								

* В скобках указаны не предусмотренные ГОСТ 2519—60 номинальные емкости, с которыми изготовляются начатые производством до введения этого ГОСТа, бумажные конденсаторы типов КБ, КБГ-И, КБГ-М, КБГ-МП, КБГ-МН, металлобумажные конденсаторы МБГ-Ц, МБГ-П, МБГО и некоторых других типов.

Стандартизованные емкости электролитических конденсаторов: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000 и 5000 мкФ.

** С допускаемыми отклонениями $^{+80}_{-20}\%$ и $^{+100}_{-40}\%$ и номинальными емкостями порядка сотен и тысяч пикофарад по этому же ряду изготовляются керамические конденсаторы.

Допустимые отклонения от номинальных емкостей

±2% ±5%	±10%	±20%**	±5% ±10%	±20%	±5% ±10% ±20%		
Номинальные емкости: пикофарады, десятки, сотни и тысячи пикофарад			Номинальные емкости: микрофарады				
1,8	1,8		0,018	0,018			
2,0			(0,02)	(0,02)	(0,2)	(2,0)	(20)
2,2	2,2	2,2	0,022	0,022	0,22	2,2	22
2,4			(0,025)	(0,025)	(0,25)		(25)
2,7	2,7		0,027				
3,0			(0,03)	(0,03)			(30)
3,3	3,3	3,3	0,033	0,033	0,33	3,3	33
3,6							
3,9	3,9		0,039				
4,3			(0,04)	(0,04)		(4,0)	
4,7	4,7	4,7	0,047	0,047	0,47	4,7	47
5,1			(0,05)	(0,05)	(0,5)		
5,6	5,6		0,056				
6,2						(6,0)	
6,8	6,8	6,8	0,068	0,068	0,68	6,8	68
7,5			(0,07)	(0,07)			
8,2	8,2		0,082			(8,0)	
9,1							
10	10	10					100

ЛИТЕРАТУРА

1. Мамонкин И. Г. Импульсные усилители. Госэнергоиздат, М., 1958.

2. Воронов А. А. К приближенному построению кривых переходного процесса по вещественной частотной характеристике. «Автоматика и телемеханика», 1952, т. 13, № 6.

3. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. Изд-во «Советское радио», М., 1961.

4. Проектирование усилительных устройств на транзисторах. Под общей редакцией Г. В. Войшвилло. Изд-во «Связь», М., 1972.

5. Волков Ю. А. Время нарастания фронта в многокаскадных усилителях на транзисторах. Изв. вузов СССР — Радиотехника, 1964, т. 7, № 4.

6. Варшавер Б. А. Проектирование импульсных усилителей. Изд. МЭИ. М., 1953, 1959.

7. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. Изд-во «Энергия», М., 1967.

8. Транзисторы. Справочник под ред. И. Ф Николаевского. Изд-во «Связь», М., 1969.

9. Мигулин И. Н. Эквивалентные схемы и параметры плоскостных полупроводниковых триодов. «Электросвязь», 1956, т. 10, № 9.

10 Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. Изд-во «Советское радио», М., 1963.

11. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. Изд-во «Советское радио», М., 1971.

12. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов. Изд-во «Энергия», М., 1970.

13. Степанов Д. В. Импульсные усилители. Госэнергоиздат. М., 1954.

14. Файзулаев Б. Н. К расчету катодного повторителя в импульсном режиме. «Радиотехника», 1955, № 5.

15. Брауде Г. В. и др. Расчет сложной схемы коррекции телевизионных усилителей. «Радиотехника», 1949, № 6, 1950, № 2.

16. Другов В. М. Определение оптимальных параметров усилителей импульсов со сложной коррекцией. «Радиотехника», 1953, т. 8, № 4

17. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника Изд-во «Советское радио», М., 1953.

18. Ризкин А. А. Основы теории и расчета электронных усилителей Изд-во «Энергия», М., 1965.

19. Войшвилло Г. В. Анализ широкополосных и импульсных транзисторных усилителей. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Я. А. Федотова, вып. 16. Изд-во «Советское радио», М., 1966.

20. Пустынский И. Н. Транзисторные видеоусилители. Изд-во «Советское радио», М., 1973.

21. Стенин В. Я. Применение полевых транзисторов в импульсных усилителях. Сб. «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 3, изд-во «Связь», 1968.

22. Вальков А. А. и др. Кремниевые полевые транзисторы типов 2П102 и КП102. Новосибирск, ЦНТИ, 1969.

23. Вальков А. А. и др. Кремниевые полевые транзисторы типов 2П103 и КП103. В серии «Радиокомпоненты малой мощности». Новосибирск. Изд-во «Наука». Сиб. отд-е, 1971.

24. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Усилительный каскад на полевом транзисторе. В серии «Радиокомпоненты малой мощности». Новосибирск. Изд-во «Наука». Сиб. отд-ние, 1970.

25. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Истоковые повторители на полевых и биполярных транзисторах. В серии «Радиокомпоненты малой мощности». Новосибирск, Изд-во «Наука». Сиб. отд-ние, 1970.

26. Цыкин Г. С. Усилительные устройства. Изд-во «Связь», М., 1971.

27. Варшавер Б. А. К расчету основных параметров двухкаскадного импульсного усилителя. В сб. трудов ВЗПИ, серия «Радиотехнические устройства», М., 1972.

28. Речкин А. А., Варшавер Б. А. К расчету эмиттерного повторителя в импульсном режиме. В сб. трудов ВЗПИ, серия «Радиотехнические устройства», М., 1972.

29. Кацнельсон Б. В., Ларионов А. С. Отечественные приемно-усилительные радиолампы и их зарубежные аналоги (справочник). Изд-во «Энергия», М., 1968.

30. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. Изд-во «Энергия», М., 1972.

31. Козинцева Л. П. Усилители на полупроводниковых триодах. Изд-во «Высшая школа», М., 1965.

32. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители. Изд-во «Связь» М., 1970.

33. Апериодические усилители на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Валитова Р. А., Куликовского А. А. Изд-во «Советское радио», М., 1968.

34. Севин Л. Полевые транзисторы. Изд-во «Советское радио», М., 1968.

35. Крисилов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. Изд-во «Советское радио», М., 1972.

36. Трохименко Я. К. Радиоприемные устройства на транзисторах. Изд-во «Техника», М., 1972.

37. Muller F. A. High frequency compensation of RC amplifiers. Proc. IRE. 1954, v. 42, № 8.

38. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. Изд-во «Советское радио», М., 1964.

39. Прозоровский Ю. Н. О выборе видеоусилителей. «Радиотехника», 1957, т. 12, № 3.

40. Файзулаев Б. Н. Переходные процессы в транзисторных каскадах. Изд-во «Связь», М., 1968.

41. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. Изд-во «Связь», М., 1966.

42. Варшавер Б. А. Расчет и проектирование импульсных усилителей. Изд-во «Высшая школа», М., 1967.

43. Варшавер Б. А. К определению основных параметров импульсного усилителя. «Радиотехника», 1973, т. 28, № 1.

44. Мигулин И. Н., Чаповский М. З. Усилительные устройства на транзисторах. Изд-во «Техника», М., 1971.

45. Шумягский Б. М. Таблицы для решения кубических уравнений. ГИТТЛ, 1950.

46. Чаповский М. З. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. Изд-во «Связь», М., 1968.

СПИСОК ОСНОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$\alpha_а$ — коэффициент нагрузки,
α_0 — коэффициент передачи по току в схеме с общей базой,
$C_а$ — паразитная емкость в цепи анода,
$C_{вх}$ — входная емкость каскада, усилительной секции,
$C_{вх \cdot л}$ — входная емкость лампы,
$C_{вых \cdot л}$ — выходная емкость лампы,
$C_г$ — выходная емкость источника сигнала,
$C_{зи}$ — емкость затвор—исток полевого транзистора,
$C_{зс}$ — емкость затвор—сток полевого транзистора,
$C_к$ — емкость коллекторного перехода,
$C_{кп}$ — емкость катод—подогреватель,
$C_м$ — паразитная емкость монтажа,
$C_н$ — емкость нагрузки,
$C_{сн}$ — емкость сток—исток полевого транзистора,
$\gamma_т$ — коэффициент теплового смещения напряжения базы,
D — добротность каскада,
δ — относительная величина выброса,
$\Delta_{вх}$ — относительный спад плоской вершины импульса за счет цепи связи усилителя с источником сигнала,
$\Delta_с$ — относительный спад плоской вершины импульса за счет цепи связи между каскадами и между усилителем и нагрузкой,
$\Delta_э$ — относительный спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера, а также за счет цепи экранирующей сетки,
$\Delta_ф$ — относительный подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки,
Δ' — относительный спад плоской вершины импульса за счет цепи катода, а также за счет цепи истока,
ΔB — изменение статического коэффициента усиления тока базы,
$\Delta I_к$ — изменение тока коллектора,
$\Delta I_к^*$ — изменение обратного тока коллекторного перехода,
$f_в$ — верхняя граничная частота,
$f_г$ — предельная частота генерации (усиления) транзистора, при которой коэффициент усиления по мощности равен единице,
$f_т$ — предельная частота коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером, при которой модуль коэффициента усиления равен единице,
$h(t)$ — переходная характеристика схемы, записанная в функции действительного времени t,
$h(t')$ — переходная характеристика схемы, записанная в функции обобщенного (безразмерного) времени t',
$I_{а0}$ — постоянная составляющая тока анода,
$I_{б0}$ — постоянная составляющая тока базы,
$I_д$ — ток делителя в цепи базы,
$I_{к0}$ — постоянная составляющая тока коллектора,
$I_{к0}^*$ — обратный ток коллекторного перехода,
$I_{с0}$ — постоянная составляющая тока стока,
I_m — амплитуда импульса тока,
$g_г$ — выходная проводимость источника сигнала,
g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22} — низкочастотные $\dot{Y}$ — параметры,
$E_п$ — напряжение источника питания,
$E_{б0}$ — напряжение на базе в рабочей точке,
$E_{з0}$ — напряжение на затворе в рабочей точке,
$E_{к0}$ — напряжение на коллекторе в рабочей точке,
$E_{с0}$ — напряжение на стоке в рабочей точке,
K_0 — коэффициент усиления каскада, усилительной секции, усилителя,
$K_п$ — коэффициент передачи входной цепи, повторителя,
K_* — коэффициент усиления предварительных (или промежуточных) каскадов,

N_s — коэффициент нестабильности,
$R_г$ — выходное сопротивление источника сигнала,
R_- — сопротивление нагрузки каскада для постоянного тока,
$R_\sim$ — сопротивление нагрузки каскада для переменного тока,
$R_н$ — сопротивление нагрузки,
R_i — внутреннее сопротивление лампы, полевого транзистора,
$R_{iэ}$ — внутреннее сопротивление лампы по цепи экранирующей сетки,
$R_{вх}$ — входное сопротивление каскада, усилительной секции,
$R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации положения рабочей точки транзистора,
R_0 — эквивалентное сопротивление,
$r_б$ — объемное сопротивление базы,
S — крутизна анодно-сеточной (а также стоко-затворной) характеристики в рабочей точке,
$t_у$ — время установления переходного процесса в схеме,
$t'_у$ — обобщенное (безразмерное) время установления,
t_* — время установления предварительных (промежуточных) каскадов
$t_и$ — длительность импульса,
τ — постоянная времени транзистора (постоянная времени со стороны входа транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером при коротком замыкании на выходе),
$\tau_э$ — эквивалентная постоянная времени, определяющая свойства схемы области малых времен,
$\tau'_э$, $\tau''_э$, $\tau'''_э$, $\tau^{IV}_э$ — эквивалентные безразмерные постоянные времени, зависящие от параметров элементов схемы,
$U_{вх}$ — амплитуда импульса напряжения на входе каскада, усилительной секции, усилителя,
$U_{вых}$ — амплитуда импульса напряжения на выходе каскада, усилительной секции, усилителя,
$\dot{Y}_г$ — выходная проводимость источника сигнала,
$\dot{Y}_н$ — проводимость нагрузки,
$Z_в$ — волновое сопротивление линии,
ω — угловая частота.

Внимание! Часть обозначений, относящихся в формулах к входным параметрам усилительного каскада, обозначают параметры входной цепи следующего за данным каскада! Обозначения параметров этого и следующего каскада не отличаются! [прим. А.Л.]

ОГЛАВЛЕНИЕ